# SABER ELECTRÓNICA

Editorial QUARK
Nº 45
A 45.000
Año 4 1991

# ROBOTICA

## BRAZO MECANICO PARA MSX Y PCs

**VIDEO**

**PROCESADORES DOLBY EN VIDEOGRABADORES**

**AUDIO**

**CALCULO DE TRANSISTORES**

TECNOLOGIA DE PUNTA

**CIRCUITOS HIBRIDOS**

## MONTAJES

SONIDOS PARA JUEGOS - FUENTE CON INDICADOR DIGITAL - SECUENCIAL PARA VIDRIERAS - VCO DE ALTA FRECUENCIA

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

## Nº 135 - REV. Nº 45

| *CMOS* | **4032** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Sumador Serial Triple (lógica positiva)
Este integrado combina tres sumadores separados que realizan la suma binaria de números secuenciales de cualquier largo. Los tres sumadores pueden ser usados en un sistema común, ya que operan a partir del mismo clock y el mismo reset.
En la operación normal, las entradas inversoras I son mantenidas en "0". La entrada RST es entonces llevada brevemente al nivel alto, durante el tiempo en que el clock proporciona una transición de "0" a "1". Tanto el clock como el RST deben entonces retornar al nivel cero. Esta operación lleva a cero cualquier información que exista en el circuito de una suma previa.
Los datos A y B son obtenidos de un shift register o bien secuencialmente tomados de una memoria y llevados un bit por vez al sumador. La suma bit a bit del sumador aparece entonces en la salida.
Los números aplicados en las entradas A y B deben comenzar por el bit menos significativo (LSB). Los números sumados pueden tener cualquier longitud, pero deben ser iguales en extensión.

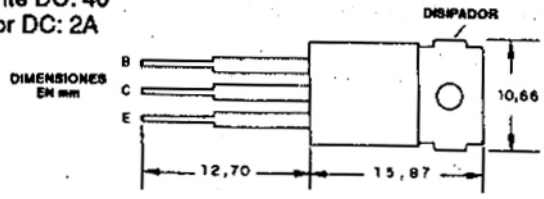
## Nº 136 - REV. Nº 45

| *TRANSISTORES* | **2SB546A** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Transistor NPN de silicio de difusión triple para uso en la salida de deflexión vertical de televisores en colores - NEC.

Complementario: 2SD401A.

CARACTERISTICAS
Tensión colector-emisor (base abierta): 150V (máx.)
Corriente de colector (pico): 3A (máx.)
Potencia total disipada (25oC): 30W (máx.)
Ganancia de corriente DC: 40
Corriente de colector DC: 2A




## Nº 137 - REV. Nº 45

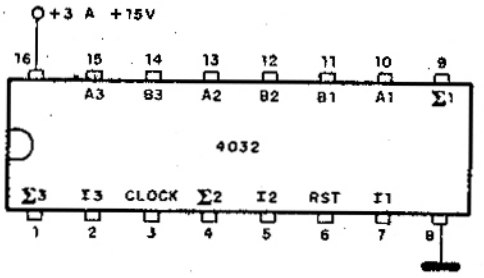
| *DIODOS* | **BR5401 a BR5404** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Diodos rectificadores rápidos de silicio - ROHM

CARACTERISTICAS
Tensión inversa de pico máxima: BR5401 - 75V
BR5402 - 150V
BR5403 - 300V
BR5404 - 500V
Corriente rectificada (máx.): 1A
Salida de corriente directa de pico (50-60Hz, 1 ciclo): 30A
Tensión directa (máx.): 1,3V
Corriente inversa máxima: 10µA
Capacidad entre terminales (típ.): 8pF
Tiempo de recuperación reverso máximo: 0,4µs

| *CMOS* | **4032** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

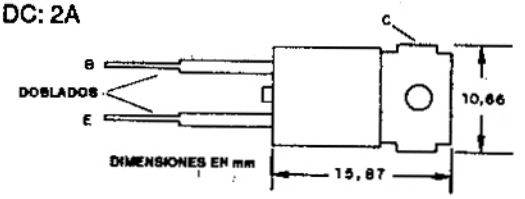
Tiempo total de suma por bit (10V): 250ns
(5V): 800ns
Frecuencia máxima de clock (10V): 3MHz
(5V): 1,5MHz



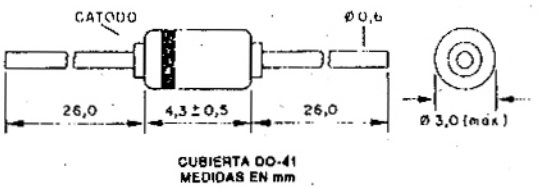

| *TRANSISTORES* | **2SB547A** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|

Transistor PNP de silicio de triple difusión para uso en la salida de deflexión vertical de televisores en colores - NEC.
Complementario: 2AD402A.

CARACTERISTICAS
Tensión colector-emisor (base abierta): 150V (máx.)
Corriente de colector (pico): 3A (máx.)
Potencia total disipada (25oC): 30W (máx.)
Ganancia de corriente DC: 40
Corriente de colector DC: 2A




| *DIODOS* | **BR5401 A BR5404** | ARCHIVO SABER ELECTRONICA |
|---|---|---|



SABER
# ELECTRÓNICA

Editorial QUARK

Nº 45
Año 4
Marzo
1991

**SECCIONES FIJAS**

Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 15
Sección del lector 79

**ARTICULO DE TAPA**

Robótica: brazo mecánico para MSX o PC 5

**AYUDA AL PRINCIPIANTE**

Captación de estaciones por amplificadores 21

**MONTAJES**

Generador de sonidos para juegos electrónicos 22
Fuente con indicación digital y algo más 28
VCO de alta frecuencia 33
Secuencial de leds para efectos especiales 34

**TECNOLOGIA DE PUNTA**

Circuitos integrados híbridos 38

**COMPUTACION**

Grabador de eprom (2da. parte) 44

**COMUNICACIONES**

Conociendo la bobina híbrida (conclusión) 48

**TV**

Los cristales líquidos (conclusión) 57

**VIDEO**

Procesadores Dolby para videograbadores 61

**AUDIO**

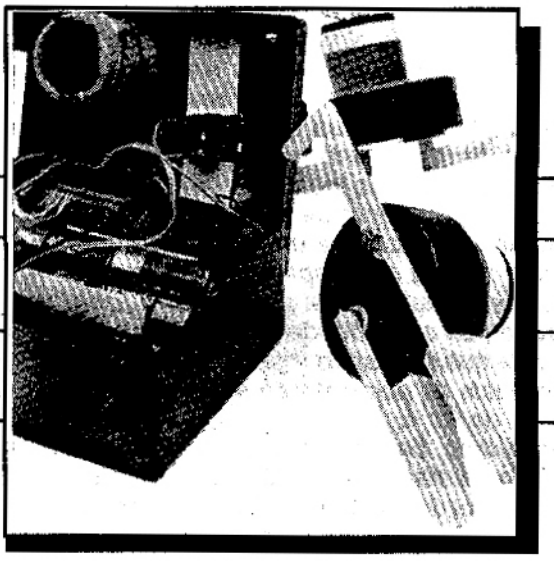
Transistores en equipos de audio 66

**RADIOARMADOR**

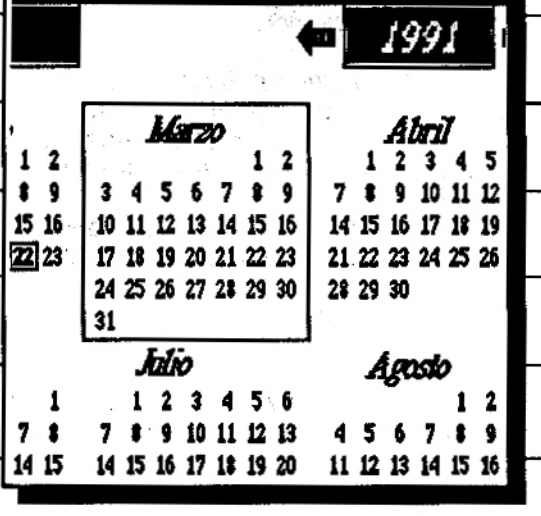
Banda Lateral Unica (BLU) conclusión 70

**CURSOS**

Curso básico de televisión - Lección 5 74



**Marzo es el mes de inicio de actividades educativas, *Quark Electrónica* saluda a los miles de lectores de *Saber Electrónica* que desarrollan esta actividad.**



# DEL EDITOR AL LECTOR

*Bien, amigos de SABER ELECTRONICA, nos encontramos otra vez para enterarnos de las últimas novedades de la electrónica.*
*Después del período de vacaciones, creo que tenemos que redoblar los esfuerzos y trabajar más arduamente que en años anteriores. Por eso las novedades no cesan en nuestras páginas.*
*En nuestra reciente visita a una empresa de holografía en Estados Unidos, vimos las nuevas técnicas que allí se desarrollan y estamos preparando una excelente nota sobre este nuevo avance científico.*
*El artículo de tapa de este mes viene a satisfacer una solicitud de muchos lectores que tienen una computadora en su casa y quieren aprovecharla para algo más que juegos o programas cerrados. Si usted tiene una Texas TI 99/4A o una Commodore y no sabe qué hacer, busque en el manual las indicaciones de los pins de salida y este mismo artículo podrá adaptarse a su máquina. No olvide que la lógica para controlar los brazos de un robot es la misma que se emplearía para accionar relés u otros aparatos, por lo tanto, con un poco de ingenio usted puede modificar el artículo para hacer una verdadera central de control en su casa, donde puede comandar desde la cafetera automática, para que al despertar tenga el café ya listo, así como para simular la presencia de personas en su casa, aumentando la seguridad cuando salga de viaje.*
*Por otro lado, cuando ustedes estén leyendo esta edición estará naciendo la hermana de SABER ELECTRONICA de Colombia y Venezuela. Como pueden ver, la familia sigue creciendo. Este es el trabajo de argentinos llevando muestras de su capacidad a otros países. Actualmente SABER ELECTRONICA en idioma español, se edita en Argentina y va para Uruguay, de México a Estados Unidos, y ahora de Colombia a Venezuela.*
*Si usted pertenece a una escuela de electrónica o escribe artículos de electrónica, y le gustaría que sus trabajos fueran leídos en todos los países de habla hispana puede enviar su trabajo a nuestro departamento técnico; éste lo evaluará y, si es aprobado, podrá ser publicado. La capacidad de un país se mide en su creatividad para crear cosas nuevas. Esperamos su colaboración. Entre en contacto con nosotros. Es una puerta que se abre para su futuro.*

*Vamos ahora al ejercicio del mes*

*Dos personas en un avión hablan un español muy distinto del suyo. Uno comenta con el otro que ahora en su hacienda de ganado logró hacer que las camionetas y tractores que trabajan en el campo reciban órdenes de la sede, y todo esto de forma muy económica.*
*Probablemente:*
*a) Compró un canal de satélite para sus transmisiones privadas.*
*b) Es lector de SABER ELECTRONICA de México y construyó una estación de FM.*
*c) Compró un teléfono celular para cada empleado.*
*d) Es un loco mentiroso.*

*Bien, el mes que viene tendremos más novedades. Gracias por el aprecio que tienen por la revista y por las cartas que continúan enviando.*


SABER ELECTRONICA Nº 46 - MARZO 1991

Editorial QUARK

**Correspondencia:**
Azcuénaga 24 - Piso 2 - Of. 4
Capital (1034) TE. 47-6239

SABER ELECTRONICA

**Editor Responsable:**
Bernardo J. S. Rusquellas

**Director Técnico:**
Prof. Elio Somaschini

**Jefe de Redacción y Publicidad:**
Claudio E. Veloso

**Asistente de coordinación:**
Pablo M. Dodero

**Administrador:**
A. C. May

**COLABORADORES:**

**Arte y diseño:**
Mario a. de Mendoza
Viviana N. Brusotti

**Traducción:**
Ma. Hilda Quinteros

**Fotografía:**
Clevelart

**Corrección:**
Liliana Rocca

**DISTRIBUCION CAPITAL:**
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

**INTERIOR**
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

**URUGUAY:**
Verriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

**CHILE**
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

SABER ELECTRONICA es una publicación mensual de Editorial QUARK, editora propietaria de los derechos en castellano.

**Editor Internacional:**
Helio Fittipaldi

**Director Técnico Internacional:**
Newton C. Braga



**Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil**
**Derecho de Autor: R Nº 1508**

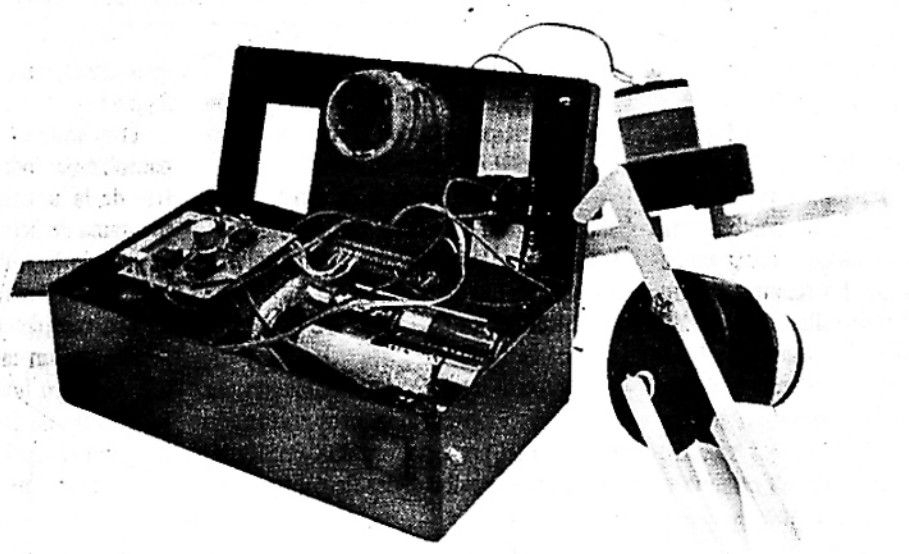


**Impresión:**
Mariano Más ,Buenos Aires, Argentina



La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial..

# BRAZO MECANICO PARA MSX o PC



***Incluso en un área como la robótica, se pueden obtener resultados satisfactorios, con proyectos de fácil implementación. En este artículo, presentamos un proyecto que permitirá el control de hasta 4 motores CC, en 2 sentidos (8 movimientos), usando la interface paralela de los micros MSX y PC. De construcción relativamente simple, con un pequeño módulo de potencia para cada motor y un programa BASIC de control, el proyecto permitirá manipular dispositivos mecánicos acoplados directamente a la interface del micro, con comandos a partir del teclado o del "joystick", ajuste de precisión de los movimientos, memorización y repetición de hasta 2048 pasos. El artículo también proporciona, como sugerencia, los detalles para la construcción de un brazo mecánico de tres motores, con componentes de fácil obtención, alimentado a pilas, permitiendo un montaje completo, simple y de resultados inmediatos.***

Por Marco Antonio Marques de Souza

La robótica es una de las áreas más interesantes y promisoras de la actualidad. Asociando la capacidad de control y procesamiento de las computadoras a la capacidad de movimiento de dispositivos electromecánicos, la robótica se presenta hoy, como un ramo de realizaciones sofisticadas, posibilidades casi ilimitadas y desafíos constantes.

Sin embargo, por ser una actividad multidisciplinaria, exigiendo el proyectista conocimientos de electrónica, informática y mecánica, la robótica es, también, un área que inhibe la actuación no profesional, en vista del grado de complejidad involucrado y las dificultades para obtener un proyecto funcional y, al mismo tiempo, viable. Así, a pesar de la atracción ejercida por las posibilidades del área, son pocos los que consiguen obtener resultados que los animen a continuar actuando y desarrollándose, principalmente en nuestros países, donde además de las dificultades naturales, el proyectista se cruza con otras casi insuperables, como: falta de partes y piezas mecánicas, dificultades de obtención de componentes electrónicos más sofisticados y costos elevados.

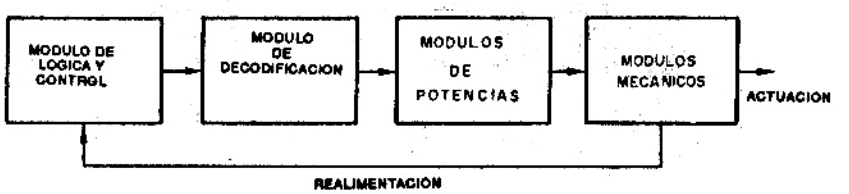
Sin embargo,como veremos a continuación, es posible superar estas dificultades e idear proyectos de unidades robóticas de fácil construcción e implementación, que no utilicen componentes (mecánicos o electrónicos) de difícil obtención y costos inaccesibles y que, de todos modos, brinden al proyectista resultados bastante compensadores.

El proyecto presentado tiene por objetivo introducir a los conceptos básicos de la robótica, de forma de permitir que, además de la obtención de resultados inmediatos, el lector pueda adquirir conocimientos que le permitan evolucionar hacia proyectos más sofisticados.

Las principales características del proyecto son:

- Control de unidades robóticas con hasta 4 motores CC, reversibles (giro en ambos sentidos), 8 movimientos posibles;
- Interfaceamiento directo de los módulos de potencia con la salida paralela del micro, dispensadoroes y el uso de decodificadores y/o conversores;
- Interface paralela de entrada patrón Centronics, permitiendo el uso con diversos micros, tales como MSX y PC;
- Módulos de potencia de construcción simple y gran eficiencia, con solamente 4 transistores por módulo, accionamiento vía señales digitales CMOS, TTL o TTL-LS y control del giro del motor CC en los dos sentidos;
- Control total de funcionamiento por software. El programa proporcionado junto con el proyecto, en MSX-BASIC demuestra las posibilidades de control, permitiendo:
- movimiento directo de los motores vía teclado o joystick.
- control del "paso" (ancho del pulso a ser enviado al motor) individual, por motor, permitiendo el uso de motores con diferentes reducciones mecánicas y posibilitando el ajuste de la amplitud del movimiento en cada paso.
- movimiento alternativo de los motores, a través de la provisión del sentido de rotación y número de pasos a ejecutar.
- memorización de hasta 2048 pasos.
- repetición de los movimientos memorizados.
- como sugerencia el proyecto incluye los detalles para la construcción completa de un brazo mecánico de 6 movimientos, con motores y cajas de reducción aprovechadas de aparatos domésticos y juguetes.

1




*Módulos de una unidad de robótica.*

## Unidad robótica

Podemos dividir, genéricamente, el análisis de una unidad robótica en 4 bloques principales, como se puede ver en la figura 1.

El módulo de Lógica y Control es responsable por todas las actividades de control de la unidad, almacenamiento del programa de actuaciones a ser realizadas y, cuando lo hubiera, interpretación de las señales de realimentación.

Este módulo es representado, normalmente, por un microprocesador y circuitos de apoyo (memoria, interfaces, etc.). El módulo de Decodificación decodifica los comandos del Módulo de Lógica y Control, normalmente palabras binarias, identificando cuáles módulos mecánicos deben ser accionados. Los Módulos de Potencia, cuando son accionados, generan la energía necesaria al accionamiento de los Módulos Mecánicos. Estos, normalmente constituidos por motores eléctricos (CC o de paso a paso), ejecutan, entonces, el movimiento comandado. Las funciones de realimentación permiten que las señales generadas por sensores colocados junto a las partes mecánicas informen al módulo de Control situaciones que necesiten ser interpretadas y evaluadas.

En nuestro proyecto, en función de la simplicidad deseada, se tomaron las siguientes decisiones:

- Funciones de lógica y control implementadas en lenguaje BASIC.
- Sin decodificación.
- Sin realimentación.
- Uso de motores CC, y no de paso a paso, ya que estos últimos exigen control más sofisticado.

Vamos a iniciar el análisis de este proyecto con la descripción de la interface paralela, ya que el funcionamiento de los

demás módulos está directamente relacionado con la forma en que ella es utilizada.

## Interfase paralela

Los microprocesadores MSX y la gran mayoría de las PC, utilizan una interface paralela de 8 bits, patrón CENTRONICS, para comunicación con la impresora. La interface mencionada es denominada paralela, porque permite la transferencia de 8 bits (1 byte) simultáneamente (las interfaces series transfieren 1 bit por vez).

El patrón CENTRONICS determina que las señales de cada pin sean compatibles con señales TTL y establece la función de cada uno conforme se describe en la tabla 1.

| PIN | SEÑAL | PIN | SEÑAL |
|---|---|---|---|
| 01 | STROBE | 08 | D6 |
| 02 | D0 | 09 | D7 |
| 03 | D1 | 10 | N.C. |
| 04 | D2 | 11 | BUSY |
| 05 | D3 | 12/15 | N.C. |
| 06 | D4 | 16 | GND |
| 07 | 05 | 17/36 | N.C. |

***TABLA 1***
***Patrón CENTRONICS - Asignación de las señales por pin.***

A pesar del patrón, existen diferencias en la salida de la interface, en el panel de los micros, tanto a nivel de tipo de conector como de disposición de los pins. Para eliminar la interferencia de esas diferencias, el proyecto se realizó de modo de usar la interface después del cable de conexión de la impresora. Los cables disponibles para cada micro eliminan las diferencias y entregan las señales de la tabla 1 en un conector AMP (AMPHENOL) de 36 pins, macho. El conector usado en la entrada de la unidad robótica deberá ser, entonces, un conector patrón CENTRONICS, AMP de 36 pins, hembra, (tornándola a nivel de conector, idéntica a una impresora paralela).

Para accionamiento de la unidad robótica, se usarán solamente los pins 2 a 9 (D0 a D7) y 16 (GND), como se puede ver en la figura 2. Se percibe que se hizo una utilización directa de la palabra de 8 bits para accionamiento de los módulos de potencia. Como son necesarios 2 bits por motor, tenemos, entonces, la posibilidad de accionar hasta 4 motores en los dos sentidos. La tabla 2 muestra el efecto del posicionamiento de los bits en el movimiento de los motores.

| BITS | | EFECTO |
|---|---|---|
| 0 | 0 | Motor parado |
| 0 | 1 | Giro o sentido A |
| 1 | 0 | Giro o sentido B |
| 1 | 1 | Motor parado |

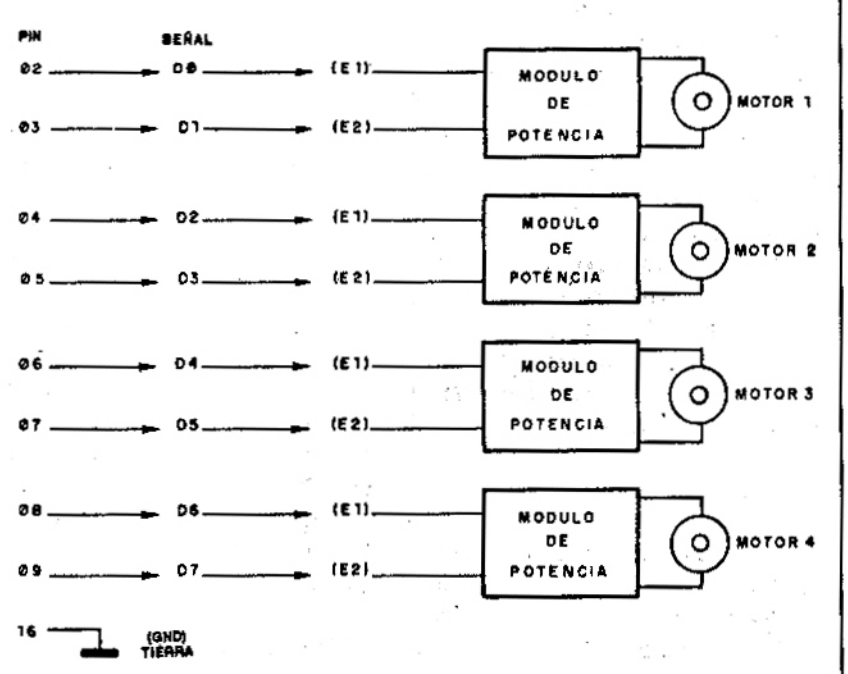
***Tabla 2***
***Efecto de la posición de los bits en el movimiento de los motores.***

Vea que con una salida de 8 bits sería posible el accionamiento de hasta 128 motores en 2 sentidos (256 movimientos). Esto exigiría, sin embargo, la presencia de decodificadores después de la interface para determinar, a partir del valor binario informado por la CPU, cuál motor debe ser accionado. El uso directo limita el número de motores pero simplifica bastante el proyecto.

En los micros MSX, el accionamiento de la puerta paralela de la impresora se hace a través de las direcciones de entrada y salida 144 ($90_H$) y 145($91_H$). La dirección 144 es usada para control de los bits STROBE y BUSY, que no vamos a utilizar. La dirección 145 es usada para enviar datos a la impresora y a través de ella posicionaremos los bits necesarios para el accionamiento de cada motor. En los micros PC, la dirección normal de la puerta paralela es 888 ($378_H$). Esa dirección puede ser confirmada consultando la dirección de memoria 00400008 (formato CS:OFF-SET, en hexadecimal) que guarda la dirección de la puerta de la impresora LPT1.

En el lenguaje BASIC, la puerta deberá ser accionada vía instrucción OUT, pues es la única que permite acceso directo a la interface, obligatorio en nuestro caso, con el formato OUTXXX,n -donde XXX es

2




***Utilización de las señales de la interface.***

la dirección de la puerta y "n" representa el valor cuya representación binaria accionará los módulos de potencia, de acuerdo con la tabla 3.

## Módulo de potencia

Cada uno de los motores de la unidad robótica, necesita un módulo de potencia, cuya función es generar, a partir de las señales de accionamiento, la corriente necesaria para el movimiento del motor.

El módulo de potencia que presentamos, cuyo circuito se encuentra en la figura 3, es accionado directamente a partir de las señales digitales enviadas por la CPU a la interface paralela.

Por el análisis del circuito se percibe que cuando E1=E2, o los transistores TIP125 o los TIP120 estarán cortados, no habiendo por lo tanto diferencia de potencial sobre el motor, que permanecerá parado. Cuando E1=0 y E2=1 el motor girará en un sentido y cuando E1=1 y E2=0 girará en el otro. Las entradas E1 y E2 podrán venir de circuitos CMOS o TTL.

Para el montaje del brazo mecánico propuesto, serán necesarios 3 módulos de potencia, conectados a las señales D0/D1, D2/D3, y D4/D5 de la interface paralela. Las señales D6/D7 no serán utilizadas. La alimentación de los módulos (y en consecuencia de los motores) elegida para el brazo mecánico fue de 6 V, con 4 pilas alcalinas medianas, de acuerdo con de los motores usados. El módulo de potencia podrá funcionar con tensiones mayores, debiéndose, en ese caso, ajustar el valor de los resistores de base para controlar la corriente sobre el motor.

La figura 4 presenta una sugerencia de placa patrón que puede ser usada para el montaje de los módulos.

## Lógica y control

En nuestro proyecto, las funciones de control de la unidad robótica fueron dejadas a cargo de un micro MSX. El programa listado fue realizado con el objetivo de demostrar cómo se pueden accionar esas funciones a través del lenguaje MSX-BASIC. Los usuarios de PC podrán usarlo como base, haciendo los ajustes necesarios al funcionamiento con el BASIC de su equipo, y recordando que la dirección normal de la puerta de la impresora en las computadoras PC XT y AT es 888 ($387_H$).

Como se podrá percibir, el programa no agota todas las posibilidades de control, sirviendo, solamente, para demostrar cómo ese control puede realizarse. Quien tenga dificultades en la interpretación del programa o el que deba realizar modificaciones para adaptarlo a su computadora y no sepa cómo hacerlo deberá recurrir a una persona especializada en el tema que lo puede orientar en dicha tarea. Las principales características del programa son:

### 1) Ajuste del "paso"

El accionamiento de los motores no se hace de forma continua, pues esto volvería muy difícil el control de los movimientos. El programa acciona los motores en "pasos", o sea, acciona el motor, aguarda un cierto tiempo y lo desactiva enseguida. El tiempo que el pulso de accionamiento queda activo es controlado por el usuario y puede ser colocado de forma diferente para cada sentido de rotación de cada motor. De esta forma, se compensa en parte por la falta de precisión de los motores CC y permite que se usen motores de diferentes reducciones mecánicas. El tiempo de accionamiento o "paso" podrá ser mayor para motores con altas tasas de reducción y menor para los motores con poca reducción.

### 2) Accionamiento por teclado o Joystick

El programa permite que los motores sean accionados directamente a partir del teclado (teclas de control del cursor y ba-

3

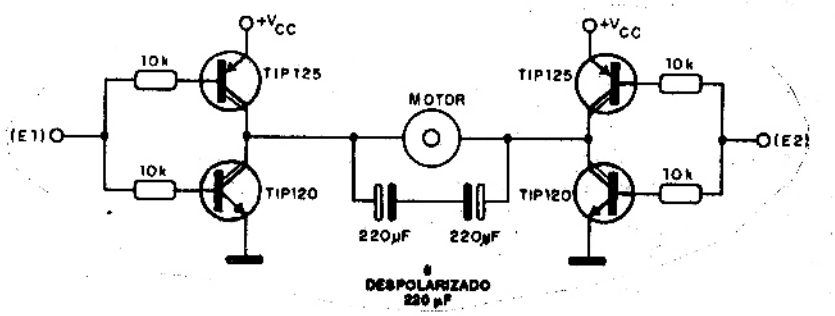
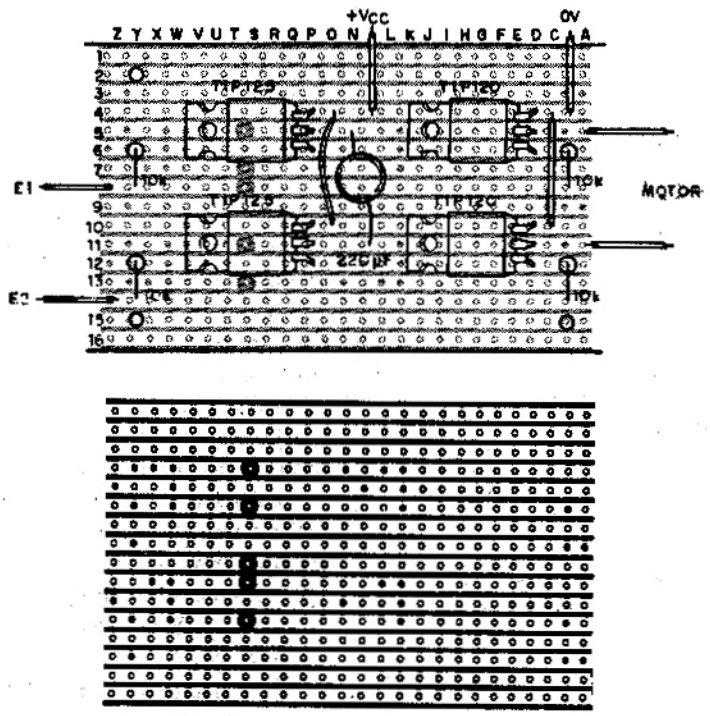



*Diagrama del módulo de potencia.*

| VALOR DE LA PUERTA 145 | | |
|---|---|---|
| DECIMAL | BINARIO | EFECTO |
| 0 | 00000000 | Motores desactivados |
| 1 | 00000001 | Motor 1 - sentido A |
| 2 | 00000010 | Motor 1 - sentido B |
| 4 | 00000100 | Motor 2 - sentido A |
| 8 | 00001000 | Motor 2 - sentido B |
| 16 | 00010000 | Motor 3 - sentido A |
| 32 | 00100000 | Motor 3 - sentido B |
| 64 | 01000000 | Motor 4 - sentido A |
| 128 | 10000000 | Motor 4 - sentido B |

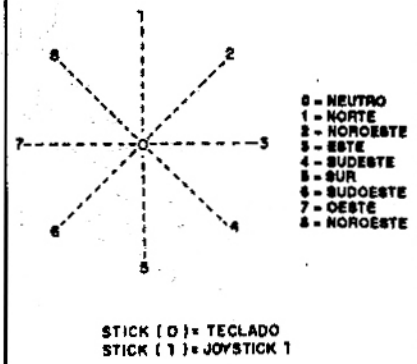
*Tabla 3 - Tabla de valores para accionamiento de los motores.*

4




*Placa del Circuito Impreso del módulo de potencia.*

5




*Valores retornados por la función Stick.*

| STRIG (0) STRIG (1) | STICK(0) STICK(1) | VALOR COLOCADO EN LAPUERTA 145 | NOMBRE DADO AL MOVIMIENTO |
|---|---|---|---|
| 0 | 3 | 1 | Derecha |
| 0 | 7 | 2 | Izquierda |
| 0 | 5 | 4 | Abajo |
| 0 | 1 | 8 | Arriba |
| 1 | 3 | 16 | Sube brazo |
| 1 | 7 | 32 | Baja brazo |
| 1 | 5 | 64 | Vacío |
| 1 | 1 | 128 | Vacío |

*Tabla 4 - Asociación de valores retornados por las funciones Strig y Stick.*

rra de espacios) y a través del primer "joystick".

Ese tipo de accionamiento se hace usando las funciones STRIG y STICK del MSX-BASIC, que retornan el estado del botón de tiro o barra de espacios y de la palanca del "joystick" o teclas de control del cursor.

La función STICK retorna un valor numérico de posición, de acuerdo con el esquema de la figura 5. La función STRIG(0) retorna 0 si la barra de espacios no estuviera presionada y 1 si estuviera, mientras que STRIG(1) retorna los mismos valores para el botón de tiro del joystick 1.

El programa asocia los valores retornados por las funciones STRIG y STICK a los movimientos por hacer, de acuerdo con la tabla 4.

En caso que se desee accionar una unidad robótica diferente del brazo mecánico propuesto, esta asociación de valores y nombres podrá ser alterada, cambiando los contenidos de las variables ID$ (nombres de los movimientos), M y F (movimiento a hacer - valor de la puerta 145).

## 3) Accionamiento por número de pasos

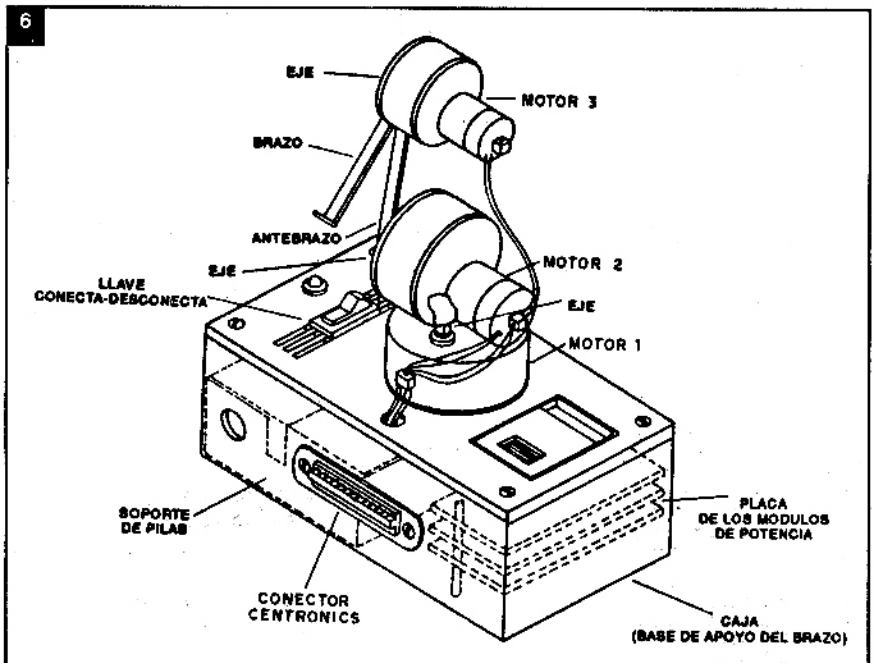
Es una forma alternativa, más precisa en términos de memorización/repetición, para la ejecución de los movimientos. El usuario proporciona el movimiento a ejecutar (de forma idéntica al accionamiento por el teclado) y el número de pasos a ser ejecutados.

Como el movimiento final resulta no sólo de los pasos efectuados, sino también del tiempo transcurrido entre dos pasos sucesivos (en función de la inercia del motor), este tipo de accionamiento debe ser usado, preferentemente, cuando se pretende memorizar y repetir el movimiento. El accionamiento directo, mediante teclas, es más impreciso, pues el intervalo entre dos pasos queda a cargo del usuario.

## 4) Memorización de los movimientos

Activando la función de memorización, el programa almacenará los movimientos efectuados, permitiendo que se guarden hasta 2048 movimientos. La memorización será paralizada activándose la función "Finaliza memorización" y podrá ser reiniciada a través de la función "Limpia memorización".

6




*Esquema general del brazo mecánico simplificado (los motores deben tener reducción).*

## 5) Repite memorización

Después de memorizar una determinada secuencia de movimientos, el usuario podrá repetirla una o más veces, demostrando, de forma simple, cómo se puede hacer que una unidad robótica "aprenda" una tarea determinada y la repita cuantas veces sea necesario.

Para efectuar la repetición, el programa solicita un valor que controla la "pausa entre pasos" y que representa el tiempo en que el motor quedará inactivo entre dos pasos sucesivos. Se debe ajustar este valor hasta que la repetición de los movimientos resulte en el mismo movimiento total que cuando la secuencia fue memorizada.

Como dijimos, el movimiento final es influenciado no sólo por los pasos sino también por el intervalo entre los mismos, que influye, en función de la inercia, en el estado en que será recibido el siguiente paso y ejecutado por el motor.

## Brazo mecánico

Como ejemplo de unidad robótica que podrá ser controlada por el proyecto presentado, ofrecemos más abajo la descripción de cómo construir un brazo mecánico de 3 motores realizado a partir de piezas y partes de fácil obtención. Las pruebas del brazo se hicieron en un micro MSX-HOTBIT.

La figura 6 presenta el esquema general del brazo, en el que se puede percibir que el mismo está en condiciones de efectuar movimientos hacia derecha e izquierda (motor 1), hacia arriba y abajo (motor 2), y levantar y bajar el brazo (motor 3).

Los motores 1 y 2, que soportan las mayores cargas, deben tener alta tasa de reducción mecánica, pues en caso contrario, no tendrán fuerza suficiente para mover el conjunto que sustentan. En nuestro proyecto, utilizamos dos motores para mover los espiedos en las parrillas, que se encuentran en casas de artículos para rotiserías y parrillas. Estos pequeños motores CC ya suelen traer incluida la caja de reducción, son livianos, con engranajes de nylon, poseen un encaje para un eje cuadrado (donde iría el espiedo) y son fáciles de adaptar. Originalmente se los vende para ser accionados por una sola pila (1,5 V), pero pueden ser usados, normalmente, con 4 pilas (6 V).

Para adaptar estos motores, reduciendo su tamaño, se debe proceder de la siguiente forma:

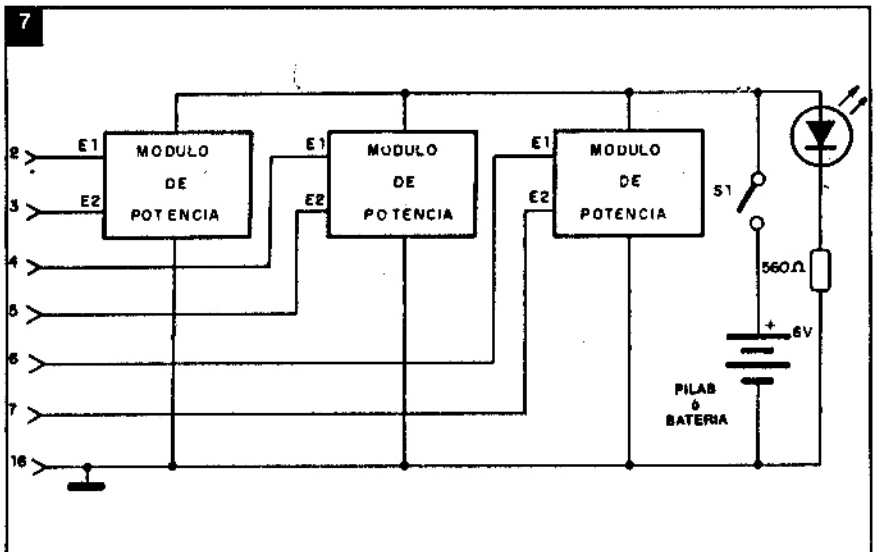
- Retirar la tapa plástica del soporte de la pila;
- Aserrar el soporte metálico de la pila, dejando 0,5 cm junto al cuerpo del motor;
- Soldar los dos cables de contacto del motor en el resto del soporte cortado y en el pin central del cuerpo (en los antiguos contactos de la pila, por lo tanto);
- Colocar la llave que permite el accionamiento del motor en uno u otro sentido en cualquiera de las dos posiciones del motor conectado (la posición central deja el motor desconectado);
- Construir un eje, de aproximadamente 5 cm, encajándolo en el soporte del espiedo del motor.

El motor 3 podrá tener una reducción menor, ya que deberá soportar solamente el brazo y las piezas que el brazo levantará. En nuestro caso, usamos un motor idéntico a los motores 1 y 2. Se podrán probar otros motores para el brazo. Para determinar si la reducción será suficiente, basta fijar el brazo en el eje del motor y, sin alimentación, verificar si el brazo soporta el peso que se deseará levantar sin ceder. Obviamente, debido a las limitaciones del proyecto, el peso que se podrá levantar no será muy elevado.

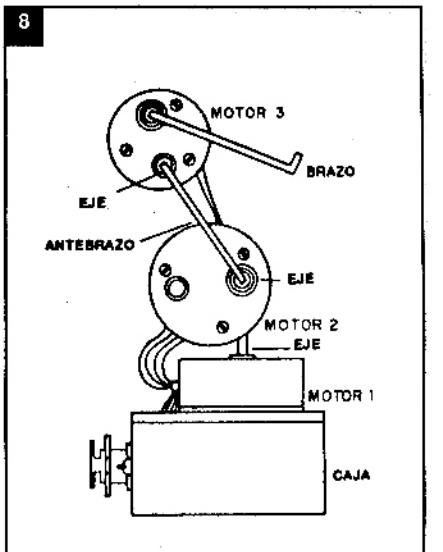
La construcción podrá comenzarse por la caja plástica que servirá para acondicionar las placas de los módulos de potencia, soporte de las pilas y parte del motor 1 (si se usa el motor YANES). En nuestro caso, usamos una caja de 19 cm de ancho, 11 de profundidad y 6 de altura, pudiendo emplearse otras similares que se venden en casas de electrónica.

En la parte de atrás de la caja, haga una abertura de aproximadamente 5,0x1,5 cm para encaje del conector CENTRONICS. Encájelo y fíjelo con dos tornillos laterales.

Fije en la parte interna el soporte de las pilas y las 3 placas de los módulos de potencia. Suelde las entradas de los módulos de potencia a los pins del conector




*Esquema general de conexión.*




*Vista lateral simplificada.*

CENTRONICS. Suelde las entradas de alimentación de los módulos de potencia (+Vcc a la llave S1 y 0V al negativo de las pilas). Suelde el positivo de las pilas a la llave S1, y el negativo de las pilas al pin 16 (GND) del conector. Oriéntese por el esquema general de conexiones de la figura 7. El LED indicador de unidad conectada y el resistor de 560 ohm son opcionales.

Abra en la tapa de la caja una abertura para encajar la parte saliente del motor 1 y encájelo, de forma que quede con la caja de engranajes hacia afuera. Fije el motor en la caja. Si usa un buen pegamento en la mayoría de los casos se puede omitir el uso de tornillos.

Fije el motor 2 directamente en el eje del motor 1, en ángulo de 90 grados según el esquema de la figura 6. El antebrazo y el brazo podrían hacerse de nylon, madera o aluminio. En nuestro caso los hicimos de nylon.

El antebrazo podrá tener entre 8 y 10 cm y el brazo podrá ser unos 5 cm mayor.

Fije el antebrazo al eje del motor 2 y el motor 3 al final del antebrazo. Fije el brazo en el eje del motor 3.

Como nuestro brazo mecánico no tiene cómo agarrar objetos, el brazo debe terminar en "L" para que los objetos a levantar puedan ser colgados del mismo. La figura 8 muestra una vista lateral esquemática del brazo mecánico.

Suelde en cada uno de los motores, cables suficientemente largos para alcanzar la salida de los módulos de potencia. Fije los cables y suéldelos en los módulos de potencia. No se olvide de dejar cables sobrando para los motores 2 y 3, de forma que puedan acompañar los movimientos de los mismos.

Fije guías de referencia (una en la parte fija y otra en la parte móvil) para cada uno de los motores de forma de permitir que los movimientos repetidos se inicien siempre desde la misma posición de reposo. Las guías permiten que el brazo y el antebrazo sean colocados visualmente siempre en la misma posición de reposo.

## Prueba y uso

Para probar el brazo mecánico, basta digitar el programa, salvándolo en diskette o cinta. Conecte el cable de la impresora al conector CENTRONICS del brazo y coloque el programa en ejecución. Conecte la unidad robótica y vía teclado o joystick accione los motores. Ajuste el paso de cada sentido de rotación de cada motor, de forma de permitir un control preciso de los movimientos. Use las funciones de memorización para guardar y repetir los movimientos.

Para accionamiento manual (sin micro), basta conectar la unidad y establecer contacto entre el pin 16 (GND) del conector CENTRONICS y las diversas entradas (pins 2 a 9) de los módulos de potencia; se puede usar un conector macho para facilitar el procedimiento. ✪

### *LISTA DE MATERIAL*

***Por módulo de potencia:***
***2 transistores TIP120***
***2 transistores TIP125***
***4 resistores 10 kΩ , 1/8 W***
***1 capacitor despolarizado 220 µF ( ó 2 electrolíticos 220 µF)***

***Varios: conector centronics (ver texto), cables, motores de 6 V (hasta 500 mA)(ver texto), placa de circuito impreso, caja, 4 pilas (o batería 6 V), soporte para pilas, llave conecta/desconecta, led rojo, resistor 560 Ω(opcionales), soldadura, etc.***

```
100  '============================
110  '= Robótica con M S X - I                          =
120  ' ============================
130  '= Marco A. Marques de Souza                       =
140  '= Mayo de 1990 =
150 '=============================
160 CLEAR500,&BFFF:KEYOFF: CLS
170 FORX=0T07:POKE&HC000+X,10:NEXTX
180 POKE &HC008,0 : POKE &HC009,0
190 G=0 : G1=0 : G2=0
200 'Identificación de los movimientos
210 ID$(1)="Derecha"
220 ID$(2)="Izquierda"
230 ID$(3)="Abajo"
240 ID$(4)="Arriba"
250 ID$(5)="Sube brazo"
260 ID$(6)="Baja brazo"
270 ID$(7)="VACIO"
280 ID$(8)="VACIO"
290 PRINTSPC(5);"==================="
300 PRINTSPC(5);"= R O B O T I C A ="
310 PRINTSPC(5);"= con M S X - I ="
320 PRINTSPC(5);"==================="
330 PRINT:PRINT
340 PRINT " P = Ajusta pasos "
350 PRINT " M = Inicia memorización"
360 PRINT " F = Finaliza memorización"
370 PRINT " R = Repite memorización"
380 PRINT " L = Limpia memorización"
390 PRINT " N = Mov p/ Nro de pasos"
400 PRINT " E = Cierra)
410 LOCATE 3,20
420 PRINT "Flechas/Joystick Movimientos"
430 PRINT " ESC Cancela movimientos"
440 F = 0
450 IF STRIG(0) OR STRIG(1) THEN F=4
460 IF STRIG(0)=3 OR STICK(1)=3 THEN M=0+F : GOSUB590 :
GOTO440
470 IF STICK(0)=7 OR STICK(1)=7 THEN M=1+F : GOSUB590 :
GOTO440
480 IF STICK(0)=5 OR STICK(1)=5 THEN M=2+F : GOSUB590 :
GOTO 440
490 IF STICK(0)=1 OR STICK(1)=1 THEN M=3+F : GOSUB590 :
GOTO440
500 A$=INKEY$:IFA$=""THEN440
510 IF A$="P" OR A$="p" THEN GOSUB750 : GOTO440
520 IF A$="M" OR A$="m" THEN GOSUB1120 : GOTO440
530 IF A$="F" OR A$="f" THEN GOSUB1190 : GOTO440
540 IF A$="R" OR A$="r" THEN GOSUB880 : GOTO440
550 IF A$="L" OR A$="l" THEN GOSUB1260 : GOTO440
560 IF A$="N" OR A$="n" THEN GOSUB1380 : GOTO440
570 IF A$="E" OR A$="e" THEN CLS:STOP
580 GOTO 440
590 '================
600 '=Acciona motor =
610 '================
```

```
620 IF G=0 THEN 680
630 POKE (&HC010+G2),M
640 G2=G2+1
650 IF G=2048 THEN G2=0 : BEEP: BEEP
660 POKE &HC008,INT(G2/256)
670 POKE &HC009,G2-(INT(G2/256)*256)
680 P=PEEK(&HC000+M) : N=2^M
690 GOSUB 1330
700 PRINT"Nro=";G2;"Mov=";ID$(M+1);
710 PRINT" Paso=";P;
720 OUT &H91,N
730 FORX-0TOP:NEXTX:OUT&H91,0
740 RETURN
750 '================
760 '= Altera pasos =
770 '================
780 FOR X = 0 TO 7
790 P1=PEEK)&HC000+X)
800 GOSUB 1330
810 PRINT"Paso ";ID$(X+1);" = ";P1;
820 LOCATE30,15: INPUT P1
830 IF P1 > 255 THEN 800
840 POKE &HC000+X,P1
850 NEXT X
860 GOSUB 1330
870 RETURN
880 '=====================
890 '= Repite movimiento =
900 '=====================
910 GOSUB 1330
920 PRINT"Pausa entre pasos <";W;">";
930 INPUT W
940 G1=PEEK(&HC009)+(PEEK(&HC008)*256)
950 GOSUB 1330
960 PRINT"Repetición Iniciada"
970 FOR G2=0 TO (G1-1)
980 M=PEEK(&HC010+G2)
990 GOSUB590 : FORX=0 TO W : NEXTX
1000 A$=INKEY$ : IFA$="" THEN 1080
1010 IF ASC(A$)=&H1B THEN G2=G1-1 : GOTO 1080
1020 GOSUB 1330
1030 PRINT "Repetición paralizada"
1040 A$=INKEY$ : IFA$=""THEN1040
1050 IF ASC(A$)=&H1B THEN G2=G1-1 : GOTO 1080
1060 GOSUB 1330
1070 PRINT"Repetición reiniciada"
1080 NEXTG2 : G2=0
1090 GOSUB 1330
1100 PRINT"Repetición cerrada"
1110 RETURN
1120 '================
1130 '= Memorización =
1140 '================
1150 GOSUB 1330
1160 PRINT"Memorización iniciada"
1170 G1=1 : G2=0
```

```
1180 RETURN
1190 '=======================
1200 '= Fin de memorización =
1210 '=======================
1220 GOSUB 1330
1230 PRINT"Memorización cerrada"
1240 G = 0
1250 RETURN
1260 '=======================
1270 '= Limpia memorización =
1280 '=======================
1290 GOSUB 1330
1300 PRINT"Memorización reiniciada"
1310 POKE &HC008,0 : POKE &HC009,0
1320 RETURN
1330 '=======================
1340 '= Limpia área mensajes =
1350 '=======================
1360 LOCATE 1,15 : PRINT SPC(40)
1370 LOCATE 1,15 : RETURN
1380 '=======================
1390 '= Mov por nro de pasos =
1400 '=======================
1410 GOSUB 1330
1420 PRINT "Digite movimiento"
1430 F=0
1440 IF STRIG(0) OR STRIG(1) THEN F=4
1450 IF STICK(0)=3 OR STICK(1)=3 THEN M=0+F : GOTO 1520
1460 IF STICK(0)=7 OR STICK(1)=7 THEN M=1+F : GOTO 1520
1470 IF STICK(0)=5 OR STICK(1)=5 THEN M=2+F : GOTO 1520
1480 IF STICK(0)=1 OR STICK(1)=1 THEN M=3+F : GOTO 1520
1490 A$=INKEY$ : IF A$="" THEN 1430
1500 IF ASC(A$)=&H1B THEN 1710
1510 GOTO 1430
1520 GOSUB 1330
1530 PRINT "Mov = ";ID$(M+1);
1540 PRINT "Confirma ? (Return)"
1550 A$=INKEY$ : IF A$"" THEN 1550
1560 IF ASC(A$) = &H1B THEN 1380
1570 IF ASC(A$) = &HD THEN 1590
1580 GOTO 1550
1590 GOSUB 1330
1600 PRINT"Digite número de pasos";
1610 INPUT NP
1620 GOSUB 1330
1630 PRINT"Pausa entre pasos <";W;">";
1640 INPUT W
1650 FOR Y = 1 TO NP
1660 GOSUB 590 : FOR X=0 TO W : NEXT X
1670 A$=INKEY$ : IF A$="" THEN 1690
1680 IF ASC(A$)=&H1B THEN Y=NP
1690 NEXT Y
1700 GOTO 1380
1710 GOSUB 1330 : G2=0
1720 RETURN
```

# CAPTACION DE ESTACIONES POR AMPLIFICADORES

***¿Su sensible amplificador de audio capta estaciones de AM? ¿Su sistema de audio reproduce algunas señales extrañas de estaciones de radio, señales telegráficas o incluso comunicaciones de policía o aviones? No se trata de un fenómeno "paranormal" y sí algo bastante común, aunque incómodo. Tiene explicaciones simples y puede también ser eliminado de manera sencilla.***

Por Newton C. Braga

Los circuitos de audio sensibles pueden captar señales de frecuencias elevadas (RF) y detectarlos con la superposición a la señal que se debe reproducir. Este fenómeno recibe el nombre de "audio rectificación" y ocurre principalmente en las etapas de mayor ganancia, como por ejemplo las que trabajan con fonocaptores magnéticos o cabezas lectoras de tape-decks.

Si al colocar su aparato de audio en la posición de tocadiscos o tape-deck y sin ninguna señal (cinta o discos) usted oye el sonido bajito (o incluso alto) de alguna radio de AM o incluso las comunicaciones de alguna estación de VHF (policía o aviones) de las proximidades, es señal que el problema existe. Si en las proximidades de su casa existe algún radioaficionado, también será posible que sus señales se oigan en su aparato de audio.

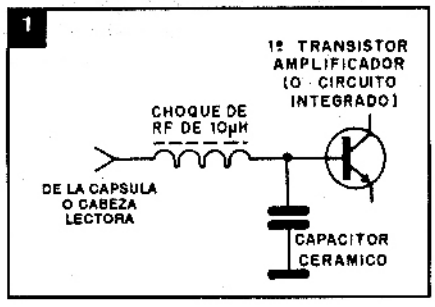
## Qué ocurre

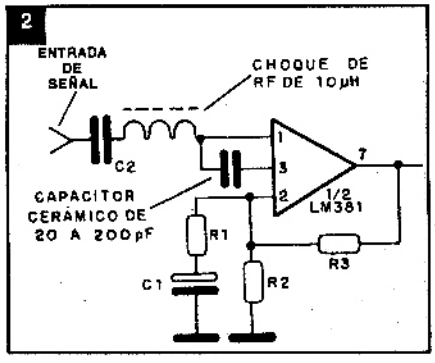
La señal es captada por el cableado del aparato o entra por la propia red de alimentación, que actúa como antena, llegando entonces al primer transistor amplificador. La juntura base/emisor de este primer transistor actúa para esta señal como un diodo detector, rectificando la señal con la extracción de la envolvente, que es la modulación.

El resultado es que "sobra" en el circuito la modulación, o sea, la parte de audio de la señal captada, que entonces será fácilmente amplificada por las etapas siguientes del aparato. Pero no es sólo el primer transistor el que puede detectar las señales de radio captadas por su aparato de sonido. Soldaduras mal hechas y blindajes indebidamente puestos a tierra también pueden ayudar en la captación y detección de las señales, debiendo ser analizadas en el caso de la ocurrencia del fenómeno.

## Cómo eliminarlo

Además de una verificación en las soldaduras de los cables de entrada de señal existen algunas soluciones relativamente simples para el problema en cuestión, principalmente para los lectores que viven cerca de fuentes de señales fuertes (antenas de estaciones de AM o servicios públicos) (figura 1).




La primera solución consiste en la conexión de un capacitor cerámico en paralelo con la entrada, el cual ofrecerá una baja impedancia para la señal captada, desviándola hacia tierra. El valor de este capacitor debe ser obtenido experimentalmente y estará en banda de 10 a 220pF. No se deben usar valores mayores pues afectan también la señal de audio que se debe amplificar.

Otra solución, que puede usarse en conjunto con el capacitor, consiste en la utilización de un choque con núcleo de ferrite en serie con la entrada de la señal, lo más próximo posible de la base del primer transistor amplificador (o integrado) que puede actuar como detector. El valor de este componente estará alrededor de 10µH.

En la figura 2 tenemos una sugerencia de circuito de National para el caso específico del LM381 con un capacitor de 20 a 200pF y un choque de RF de aproximadamente 10µF.

La tercera solución, para el caso de que la señal entre vía la red de alimentación, consiste en conectar entre los dos cables un capacitor de 100nF x 600V. Este capacitor puede ser de poliéster.

# GENERADOR DE SONIDOS PARA JUEGOS ELECTRONICOS

***¡Un par de circuitos integrados, un parlante y un puñado de componentes forman un dispositivo capaz de ofrecer una infinidad de sonidos, ruidos y efectos, algunos realmente fantásticos! Con sus tres controles obtendrá sonidos que imitan el canto de algunos pájaros, sirenas varias, la mayoría de los sonidos de los conocidos juegos electrónicos ("flipper"), sin contar con algunos de los efectos de las armas de las películas de ciencia ficción. Un montaje ideal para los aficionados a la sonorización.***

Por Aquilino R. Leal

Se han dedicado muchas páginas de literatura técnica tanto nacional como extranjera, a la publicación de circuitos generadores de efectos sonoros, pero la mayoría de tales proyectos no son más que meras sirenas electrónicas, normalmente de tipo bitonal o, como mucho, multitonal; son pocos los proyectos de verdaderos generadores de efectos sonoros, tal como les gusta a los entusiastas de la electrónica, ya sea para usarlos como sistemas de aviso en sistemas de seguridad, y sobre todo en juguetes y juegos electrónicos.

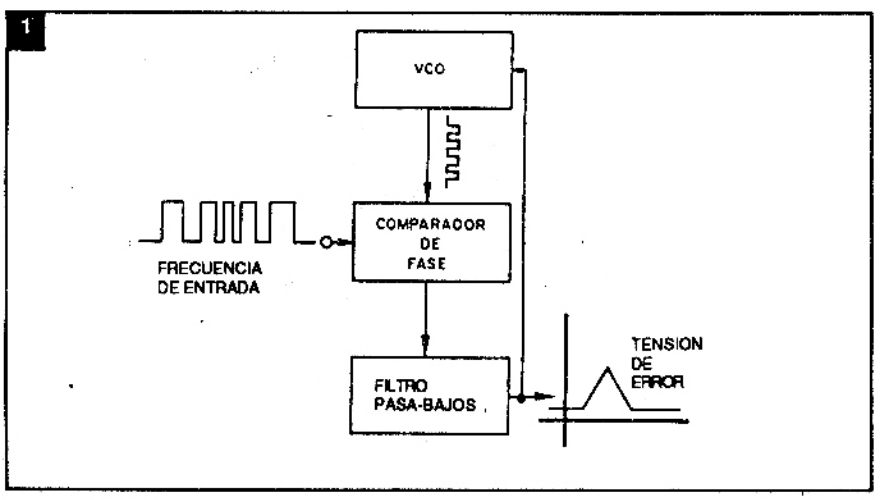
De mi propia investigación personal surgió el circuito que hoy vemos, que emplea un PLL ("phase locked loop" - lazo de fase cerrada) en versión integrada de tecnología CMOS y bastante poco divulgado en la literatura nacional. Me refiero al circuito integrado 4046, que podrán encontrar en los grandes centros comerciales.

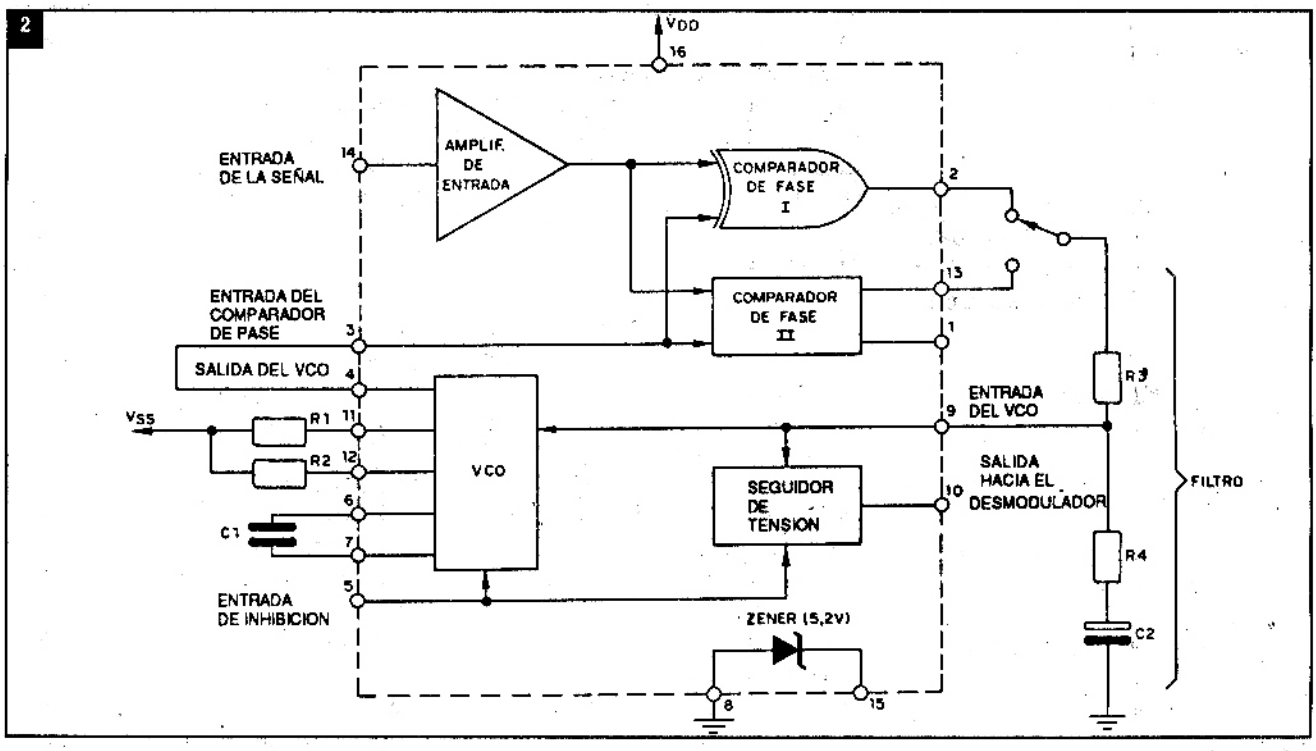
Para los que no lo recuerden, el PLL más sencillo consiste en un comparador de fase, un oscilador controlado por tensión (VCO) y un filtro pasa bajos que provee la debida alimentación al VCO, como muestra la figura 1.

En funcionamiento normal, el VCO oscila en una frecuencia establecida por una red RC externa al circuito propiamente dicho. La señal así obtenida es aplicada a una entrada del comparador de fase. Una segunda señal externa se aplica a la segunda entrada del comparador de fase, la que provoca una **tensión de error** cuya magnitud es proporcional a la diferencia entre las fases de la señal externa y la generada por el VCO.

El filtro regula la tensión de error pulsante en un nivel DC que es aplicado a la entrada de control del VCO, el cual responde a la tensión de error "moviendo" su frecuencia de oscilación en la dirección de la frecuencia de la señal de entrada. Este proceso de continua **captura** prosigue hasta que la frecuencia del VCO iguala la frecuencia de la señal de entrada. Cuando esto ocurre se dice que el PLL está "locked" (o loqueado, o cerrado) con la señal de entrada.

Al estar el PLL "loqueado" (o sintonizado) con la frecuencia de entrada, el VCO, automáticamente, sigue cualquier variación del valor de la frecuencia de entrada, siempre que la misma se encuentre dentro del rango de captura ("lock range") establecida. El "lock range" es siempre mayor que el "capture range" (rango de captura) que es la banda de frecuencia por






encima de la cual el PLL puede seguir para capturar una señal de entrada.

Al estar el PLL "loqueado" (o sintonizado) con la frecuencia de entrada, el VCO, automáticamente sigue cualquier variación del valor de la frecuencia de entrada, siempre que la misma se encuentre dentro del **rango de captura** ("lock range") establecido. El "lock range" es siempre mayor que el "capture range" (rango de captura) que es la banda de frecuencia por encima de la cual el PLL puede seguir para capturar una señal de entrada.

Es importante saber que, si bien el filtro es esencial para la correcta operación del PLL, su constante de tiempo limita la velocidad con la cual el sistema puede acompañar los cambios de frecuencia de señal de entrada; además de esto, la constante de tiempo del filtro también limita la banda de captura. En resumen, el filtro es parte necesaria al perfecto funcionamiento del PLL, pero le impone a su vez ciertas restricciones; por lo tanto, se debe prestar bastante atención al filtro cuando se hace su proyecto.

En la figura 2 presentamos el diagrama simplificado del PLL 4046, la disposición de sus pins, así como algunas conexiones externas que deben ser provistas por el proyectista.

Una de las más evidentes características de este PLL, figura 2, es la inclusión de dos comparadores de fase. El comparador I no es más que un "o-exclusivo" (OR-EX) que proporciona elevado grado de inmunidad al ruido; desgraciadamente este comparador presenta la tendencia a "loquear" los armónicos de la frecuencia fundamental de entrada, además de requerir también una onda cuadrada en la entrada ("duty cycle").

El comparador II, figura 2, es una red relativamente compleja de cuatro biestables (flipflops) con "gates" controlados y una etapa de salida de tres estados ("tristate"); mientras que este detector es menos susceptible a los problemas de los armónicos, que afecta al comparador I, es más sensible a los ruidos.

Los dos comparadores son acometidos simultáneamente por un amplificador de entrada, pero sus salidas son conectadas a pins separados (2 y 13, ver figura 2) permitiendo una rápida conmutación externa de una a la otra salida.

La impedancia de entrada del VCO, pin 9, es del orden de 1012Ω y la banda de frecuencia se extiende hasta 1,9MHz (VDD = 15V) y hasta 0,7MHz si VDD = 5V.

En el diagrama de la figura 2 aparece un seguidor de tensión conectado en la entrada del VCO; esta etapa separadora ("buffer") encuentra aplicación específica en las aplicaciones de demodulación de frecuencia. Permite que un amplificador externo, u otro circuito cualquiera, sea excitado por la señal proveniente del filtro, sin cargar, empero el filtro. Cuando la salida para demodulador (pin 10) es utilizada, debe ser conectada una resistencia de unos 10k entre esta salida y tierra.

El seguidor de tensión y el VCO presentan una entrada de inhibición que queda activa cuando es llevada al estado lógico "1" o alto ($V_{DD}$).

La fuente de alimentación para el CI puede estar comprendida entre 3V y 18V, pero no es recomendable usar estos extremos; en cuanto al consumo el mismo es función de la frecuencia establecida por el VCO: para 10kHz el consumo es del orden de 0,6mW.

La frecuencia central (o libre) del VCO es establecida por C1 y uno o dos resistores R1 y R2 (ver figura 2). Al usar únicamente R1 la frecuencia puede ser variada

de 0Hz ($V_{SS}$) en el pin 9 hasta una frecuencia máxima dada por la ecuación:

$$f_{max} = \frac{1}{R1}(C1 + 32pF)$$

cuando, entonces, la tension es $V_{DD}$, el valor de R1 debe estar entre 10k y 10M.

El resistor R2, figura 2, limita la frecuencia mínima de acuerdo con la expresión:

$$f_{min} = \frac{1}{R2}(C1 + 32pF)$$

cuando, entonces, la tensión en el pin 9 es $V_{SS}$.

Los valores recomendados para el filtro son los siguientes:

R3 = 470k, R4 = 47k y C2 = 0,1µF

Conviene saber que el valor de R4 debe ser de 10 a 30% del valor de R3.

El diodo zener ($V_Z$ = 5,2V) es usado para aplicaciones generales, en especial para regular la tensión de alimentación del CI, de manera que las oscilaciones del VCO no se alteren con eventuales variaciones de la tensión de alimentación.

He aquí, en pocas líneas, el funcionamiento del PLL 4046 que es usado en esta aplicación específica, como un mero VCO, cuya tensión de control, variable por señal, se obtiene a partir de la carga y descarga exponencial de un capacitor, el cual está asociado al conocidísimo CI555, el cual no será descripto aquí por haber sido tema de innumerables artículos de esta revista.

## El circuito

El diagrama esquemático del Generador de Sonidos aparece en la figura 3, donde se puede apreciar su sencillez.

El CI-1 es el "viejo amigo" en la clásica configuración de multivibrador astable, cabiendo a la red R1-P1-R3-P2-C2 establecer la frecuencia de las oscilaciones presentes en el pin 3 (salida) de este CI, pin éste que debe quedar sin conexión en nuestro caso.

Como es sabido, la carga y descarga de C2 es del tipo exponencial, o sea, la tensión sobre los bornes de ese capacitor crece, o decrece, obedeciendo a una curva denominada exponencial (figura 4); la velocidad con que el capacitor C2 se carga es función de R1-P1-R3-P2 y, claro, de su capacidad: cuanto menor sea ésta, tanto más rápidamente la tensión sobre C2 crecerá de V1 hasta V2 (figura 4). La descarga del capacitor C2 también es función de su capacidad y además de R3-P2 (figura 3).

Vea que C2, en un ciclo dado, parte de la ddp V1 entre sus extremos en dirección al valor V2 para, luego, volver de este valor en dirección al valor V1 que, al alcanzarlo, reiniciará el ciclo de carga como las veces anteriores.

Ese tren de doble exponencial es directamente aplicado al pin 9 de CI-2, o sea, a la entrada del VCO interno al integrado 4046, haciendo que su frecuencia natural de oscilación, establecida por C1 y P4, se altere en concordancia con la tensión presente en su entrada, obteniendo los efectos deseados, aún más porque:

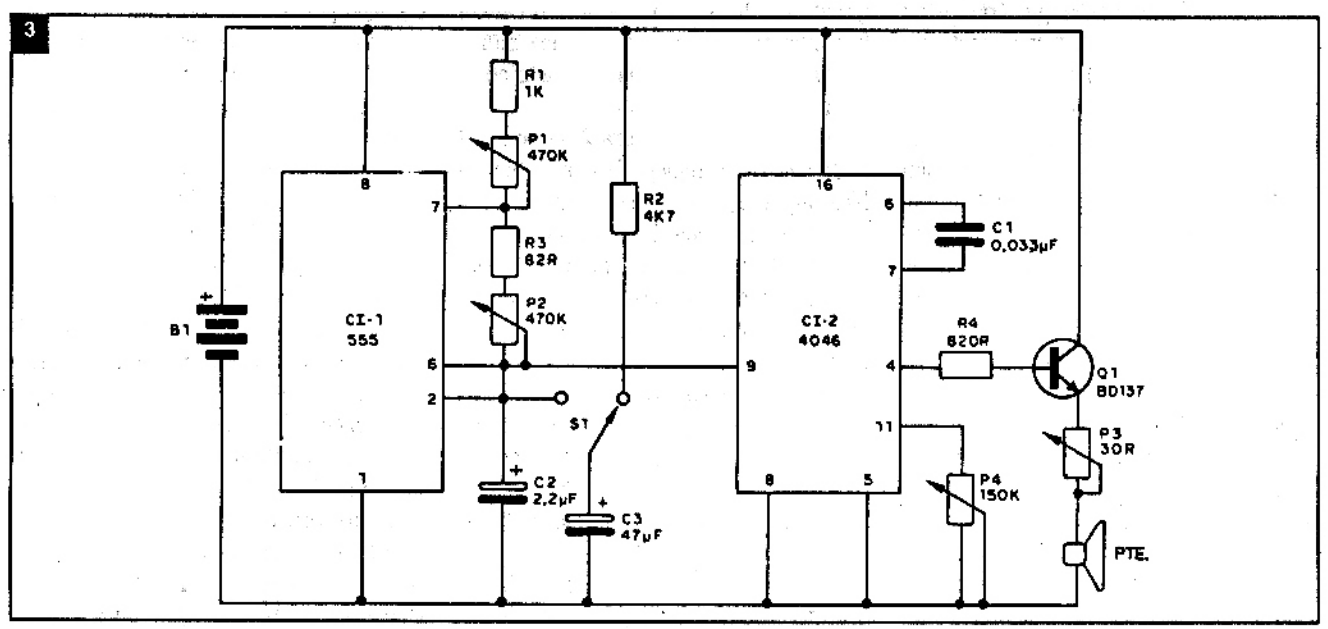
1. el valor de la frecuencia de oscilación del PLL (CI-2) puede ajustarlo el usuario a través de P4;

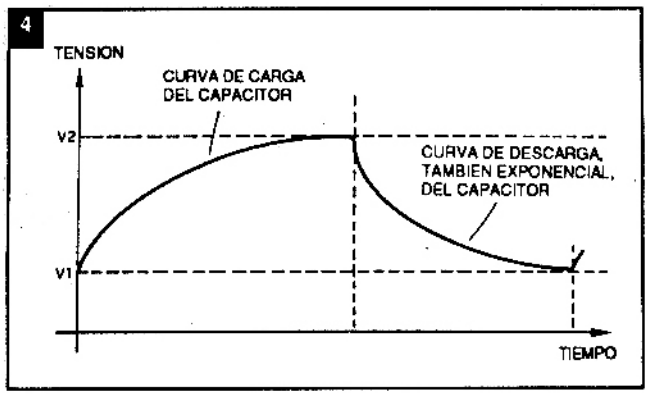
2. la tasa de crecimiento, exponencial, de la tensión sobre la armadura de C2 también es ajustable por el usuario al actuar en P1 y/o en P2;

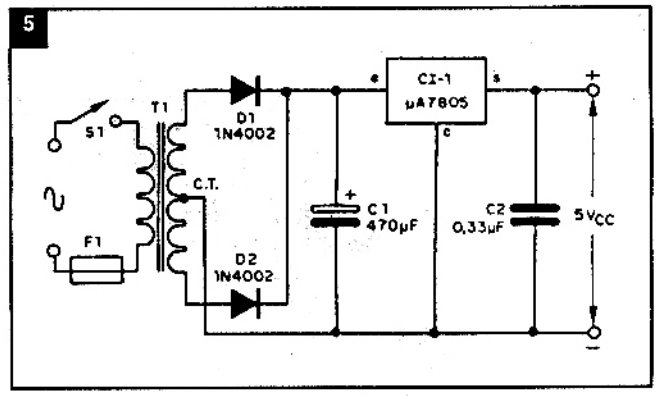
3. la tasa de decrecimiento, también exponencial, de la ddp sobre C2 puede ser ajustada a través del resistor ajustable P2.

Si eso no bastase, puede entrar en acción, en cualquier momento, el capacitor C3 (figura 3), cuya capacidad será adicionada a la capacidad de C2, y así, el tiempo de carga (V1 a V2) y de descarga (V2 a V1) se ampliará mucho en relación a los máximos valores posibles de obtener sólo con C2.

La "entrada" de C3 en el circuito del astable es realizada a través del interruptor






S1, el cual, en la posición indicada en la figura 3, mantiene C3 totalmente cargado, a través de R2, de forma que su "entrada" en el circuito no será, prácticamente, percibida. No realizar el artificio de mantener C3 cargado provocaría un sonido muy grave (baja frecuencia) en la salida del aparato y, en algunos casos, dependiendo del funcionamiento de los cursores P1, P2 y P4, se dejaría de tener sonido en el parlante por algunos segundos hasta que C3 adquiriese carga necesaria para entrar en "sincronismo" con el circuito anterior.

En la salida del VCO (pin 4 de CI-2) tenemos una etapa amplificadora bien sencilla, lo cual dispensa de comentarios adicionales, a no ser de la presencia del potenciómetro P3 (optativo) que establece el volumen del sonido a ser reproducido por el parlante. La amplitud sonora obtenida con este circuito amplificador es suficiente para la mayoría de las aplicaciones "domésticas"; si hubiera necesidad de mayor volumen, basta conectar al circuito una etapa de amplificación más elaborada y, claro, de algunos watt.

La calidad del parlante es de primordial importancia para el desempeño del aparato propuesto: debe ser de 8 ó 4 ohm (mayor volumen) y como mínimo, 5W.

Otro punto a considerar en el circuito de la figura 3 es la fuente de alimentación. Aunque los circuitos integrados admiten valores hasta unos 18 volt, existe la limitación de la potencia impuesta por el transistor Q1, razón por la cual estamos obligados a usar una fuente de 5V, la cual se puede obtener mediante la asociación de 4 pilas grandes, del tipo convencional, o a partir de la tensión de la red comercial donde deberá ser utilizado, entre otros, el circuito sugerido en la figura 5, que proporciona 5 volt regulados en su salida que también es protegida, a través de CI-1, contra eventuales cortos y/o sobrecalentamiento.

NOTA: el consumo del aparato es del orden de 120mA al ser alimentado con 5 volt.

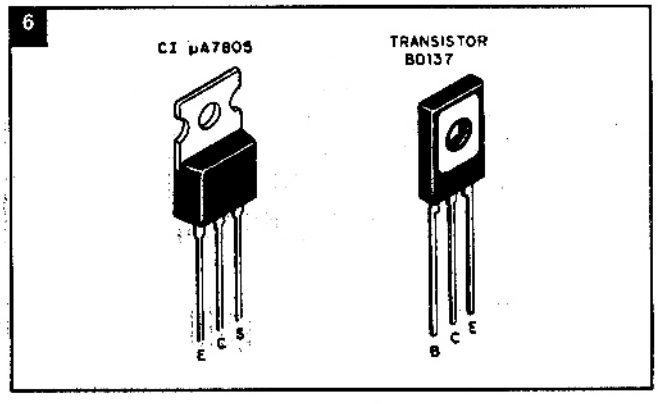
## El montaje

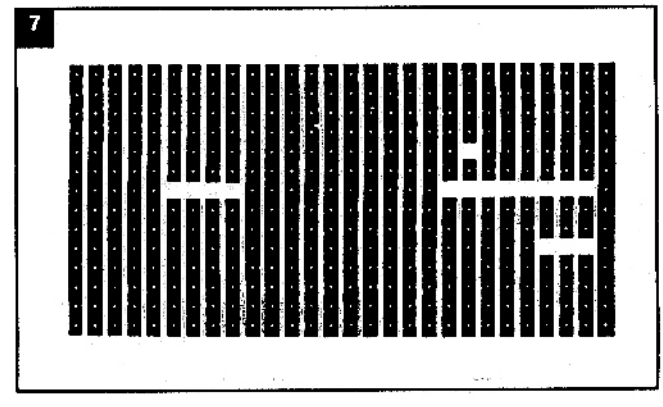
Tratándose de un circuito relativamente simple, el montaje no ofrece dificultades, principalmente usando las placas "universales" (tipo "WACHE" o similar) que es justamente el procedimiento seguido para el montaje de nuestro prototipo y que se describirá más adelante. Con todo, nada impide que el lector elabore su particular "lay-out", incluso reservando espacio para la fuente de alimentación.

Los que proceden así deben recurrir a la figura 6, donde están identificados los terminales del transistor BD137 y del CI regulador de la fuente de alimentación.

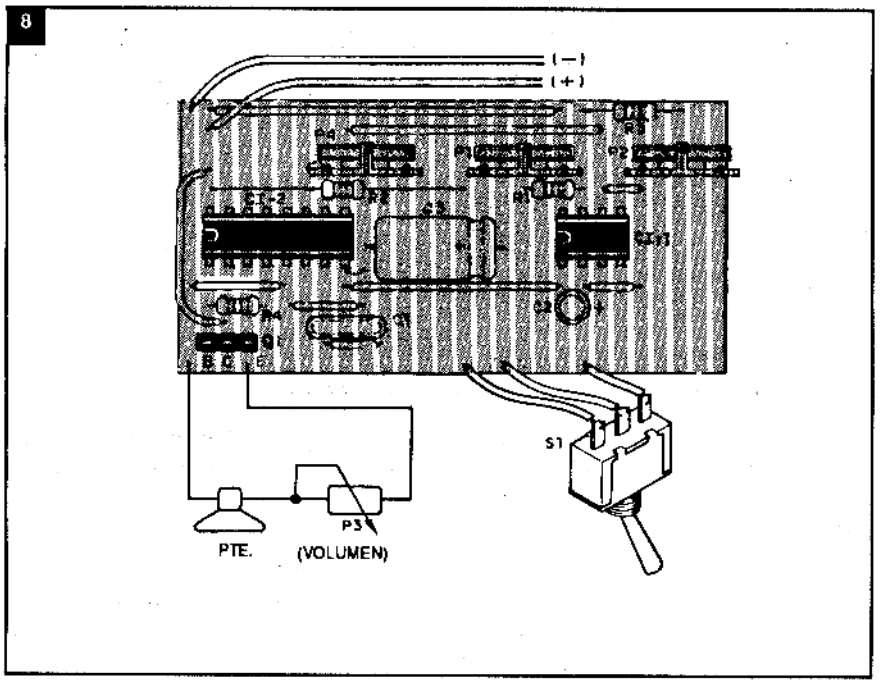
En la figura 7 tenemos, en tamaño real, el diseño de la plaqueta "universal", por el lado cobreado, empleada en el montaje de nuestro prototipo. Note la necesidad de realizar 16 interrupciones en las zonas cobreadas lo que se puede realizar usando una broca de 5/32".

NOTA: aunque la práctica recomienda el uso de potenciómetros para los controles, nosotros dimos preferencia a los trimpots, facilitando el montaje, pero dificultando un poco la manipulación de los ajustes, principalmente si se usa una caja para el circuito.



8




La distribución de los componentes en esa plaqueta obedeció al establecido por la figura 8 (note que la fuente de alimentación no se incluyó).

Con relación a los componentes, el montaje en sí debe observar los siguientes puntos:

1. los integrados no deben ser soldados directamente a la plaqueta, y sí los respectivos zócalos (con el chanfle hacia la izquierda);

2. todos los "straps" pueden realizarse con cable flexible decapado, excepto el que conecta el colector de Q1 al pin 16 de CI-2;

3. las conexiones con los otros componentes externos a la plaqueta se hacen con cable flexible;

4. el terminal (+) de ambos capacitores electrolíticos se encuentra hacia el lado derecho (note que C2 es de mecánica vertical);

5. las dos líneas punteadas indicadas en el diseño sugieren interconexiones que se deben hacer por la faz cobreada de la plaqueta únicamente usando soldadura;

6. las perforaciones de la plaqueta por donde pasarán los terminales de los tres trimpots deben ser convenientemente ensanchadas;

7. el transistor Q1 es soldado con la faz metálica vuelta hacia el lado externo de la plaqueta.

ATENCION: ¡el par de cables de interconexión del parlante no puede ser colocado en corto, pues Q1 se dañaría irremediablemente! Tampoco está permitida la inversión de polaridad de la fuente de alimentación.

## Prueba y uso

Terminado el montaje revise todas las conexiones, dedicando especial atención a la posibilidad de cortos entre pistas adyacentes de la plaqueta. Si todo estuviera en orden coloque los integrados en los respectivos zócalos (chanfle hacia la izquierda - figura 8) y conecte el aparato a una fuente de 5 a 6 volt... ¡cuidado con su polaridad!

El parlante deberá emitir los más diversos sonidos "extraños" (si el volumen fuera reducido, actúe sobre el cursor de P3 si fuera el caso), siempre que el montaje esté todo correcto.

Para usar el aparato no existen misterios: basta mover cada cursor de los "trimpots" y el interruptor (figuras 3 y 8) para conseguir los efectos sonoros más sorprendentes. ✪

### LISTA DE MATERIALES

*Figura 3*

*CI-1 - Integrado 555*
*CI-2 - Integrado 4046*
*Q1 - transistor BD137 o equivalente (transistor NPN de mediana potencia)*
*C1 - 0,033µF - poliéster metalizado*
*C2 - 2,2µF x 16V - electrolítico (radial)*
*C3 - 47µF x 16V - electrolítico (axial)*
*R1 - 1k x 1/8W*
*R2 - 4,7k x 1/8W*
*R3 - 82Ω x 1/8W o cualquier otro valor menor que 100Ω*
*R4 - 820Ω x 1/8W*
*P1, P2 - trimpots o potenciómetros de 470k (ver texto)*
*P3 - potenciómetro de alambre de 30Ω, optativo (ver texto)*
*P4 - trimpot o potenciómetro de 150k (ver texto)*
*S1 - interruptor de 1 polo x 2 posiciones o llave HH*
*PTE. - parlante de 4 u 8 ohm, 5W como mínimo*

*Varios: plaqueta de tipo universal, zócalos para los circuitos integrados, cables flexibles y rígidos, etc.*

*FIGURA 5*

*CI-1 - circuito integrado µA7805*
*D1, D2 - diodos rectificadores 1N4002 o equivalentes*
*C1 - 470µF x 16V - electrolítico*
*C2 - 0,33µF - poliéster*
*S1 - interruptor simple del tipo conecta-desconecta (optativo)*
*F1 - portafusible y fusible para 100mA (optativo)*
*T1 - transformador: red para 6+6V, 350mA.*

*Varios: chicote, plaqueta de circuito impreso, cable flexible, etc.*

# FUENTE CON INDICACION DIGITAL Y ALGO MAS

***Una fuente con apariencia y desempeño comparables a los tipos profesionales: con tensiones de salida entre 0 y 20 V de hasta 1,8 A, en caso de cortocircuito posee protección, e incluye un voltímetro digital. El voltímetro digital no sólo sirve para indicar la tensión de la propia fuente sino también para mediciones externas.***

Por Terence Irsingler

Describiremos una fuente regulada con tensiones de salida entre 0 y 20 V, que incluye en su salida un voltímetro digital con los integrados CA3161 y CA3162 que accionan a partir de la entrada analógica 3 displays de 7 segmentos.

Existe también una protección contra cortocircuito que reduce automáticamente la corriente de salida a 2,5 mA. Los componentes usados son todos comunes, observándose la utilización de fuente separada para el sector de voltímetro. Este tiene entradas para tensiones de fondo de escala de 1, 10, 100 y 1000 volt continuos, lo que lo convierte en un excelente instrumento de banco de trabajo.

## El circuito

Para la fuente se utilizaron 5 integrados, entre ellos cuatro 741, (amplificadores operacionales) y un 555 (timer).

El transformador tiene el primario de acuerdo con la red local o para dos tensiones, según el gusto del lector, y secundario de 12+12 V x 1,8 A.

El filtrado lo hace un capacitor de 4700 µF que en caso de resultar difícil de obtener puede ser sustituido por dos capacitores de 2200 µF en paralelo. Los rectificadores del tipo BY127 soportan la corriente de la fuente con facilidad.

Los transistores Q3 y Q4 forman un Darlington que controla la corriente principal de la fuente. Q3 debe ser montado en un buen disipador de calor.

Z1 y Z2 deben tener disipaciones de 400 mW y los potenciómetros son comunes de 10 k lineales. (P1 y P2). Los componentes P3 y P4 son trimpots de 50 k ó 47 k , que tienen por función llevar a cero el voltímetro y controlar la ganancia.

R25 es un resistor de alambre, mientras que todos los demás resistores son de 1/8 W, excepto R19, R21 a R24.

Los capacitores electrolíticos usados deben tener una tensión de trabajo de por lo menos 40 V. C10 y C11 pueden tener tensión de trabajo de por lo menos 12 V. Los demás capacitores son de poliéster.

En la figura 1 tenemos el circuito completo de la fuente.

El voltímetro usa un par de integrados, siendo uno el conversor analógico/digital CA3162 (CI7), y el otro un decodificador/excitador para displays CA3161 (CI8). Los displays son del tipo FND507 ó equivalentes de cátodo común. Q6 a Q8 son del tipo BC558 de uso general. Los resistores R21 a R24 son de 1% metal-film, con disipación de 1/4 W, ya que determinan la precisión de las mediciones. R19 es de 180 R x 1/2 W.

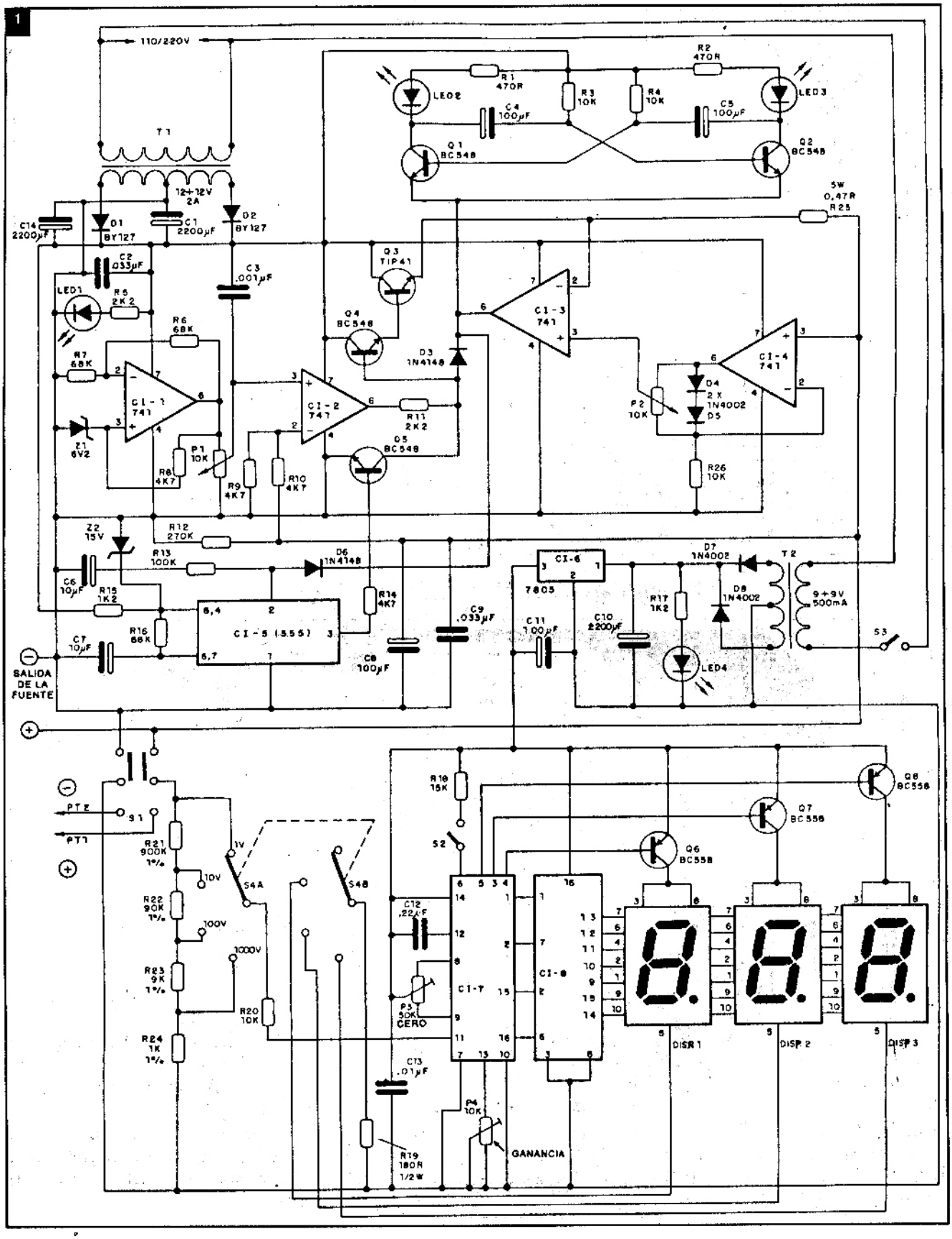
Como dijimos, se usó una fuente separada para el voltímetro. La misma utiliza el regulador 7805 (CI6) con disipador. Los interruptores S2 y S3 son comunes y S1 es una llave HH, que en una posición sirve para indicar tensiones externas, y en la otra posición, la tensión de la fuente. S4 es una llave rotativa de 2 polos x 4 posiciones, que tiene por función conmutar las escalas del voltímetro.

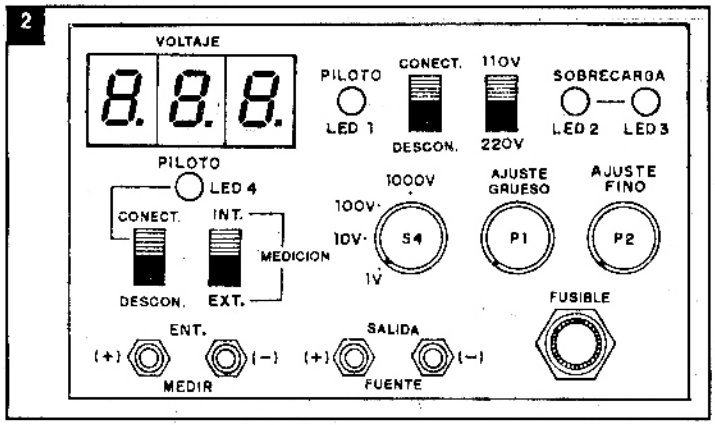
En la figura 2 tenemos una sugerencia de panel para fuente.

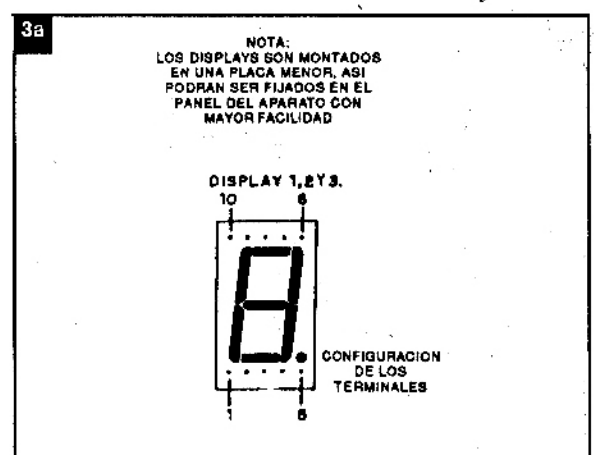
En las figuras 3A y 3B tenemos la sugerencia de placa de circuito impreso para este montaje.

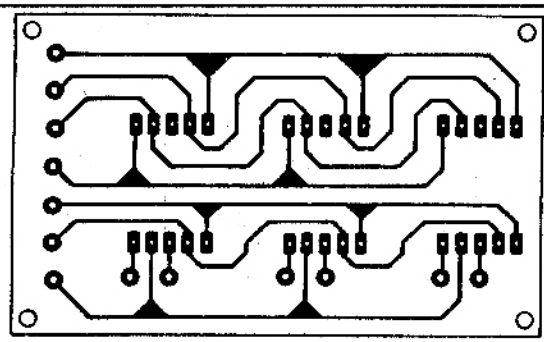
## Uso

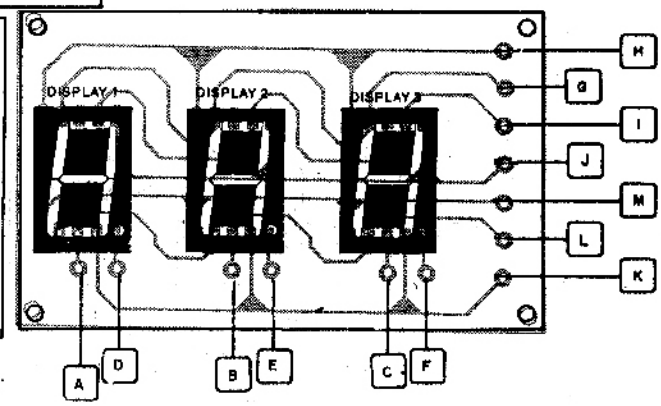
Para usar la fuente, basta conectarla y probarla. En cuanto se la conecta, se encenderá el led 1. Cortocircuitando los terminales de salida de la fuente, guiñarán alternadamente los leds 2 y 3, indicando el problema. Si el corto fuera prolongado, se disparará CI5 cortando la corriente de salida.


1
110/220V
T1
12+12V
2A
D1
BY127
D2
BY127
C1
2200µF
C14
2200µF
C2
.033µF
C3
.001µF
LED1
R5
2K2
R6
68K
R7
68K
CI-1
741
Z1
6V2
P1
10K
R8
4K7
R9
4K7
R10
4K7
CI-2
741
R11
2K2
Q5
BC548
Q4
BC548
Q3
TIP41
D3
1N4148
LED2
R1
470R
R3
10K
R4
10K
C4
100µF
C5
100µF
R2
470R
LED3
Q1
BC548
Q2
BC548
CI-3
741
CI-4
741
D4
2 X
1N4002
D5
P2
10K
R26
10K
5W
0,47R
R25
Z2
15V
R12
270K
R13
100K
D6
1N4148
C6
10µF
R15
1K2
R16
68K
C7
10µF
CI-5 (555)
R14
4K7
C8
100µF
C9
.033µF
CI-6
7805
C11
100µF
C10
2200µF
D7
1N4002
D8
1N4002
T2
9+9V
500mA
R17
1K2
LED4
S3
SALIDA
DE LA
FUENTE
PT2
PT1
S1
R21
900K
1%
R22
90K
1%
R23
9K
1%
R24
1K
1%
1V
10V
100V
1000V
S4A
S4B
R20
10K
R18
15K
S2
C12
.22µF
CI-7
P3
50K
CERO
CI-8
C13
.01µF
P4
10K
GANANCIA
R19
180R
1/2W
Q6
BC558
Q7
BC558
Q8
BC558
DISP 1
DISP 2
DISP 3

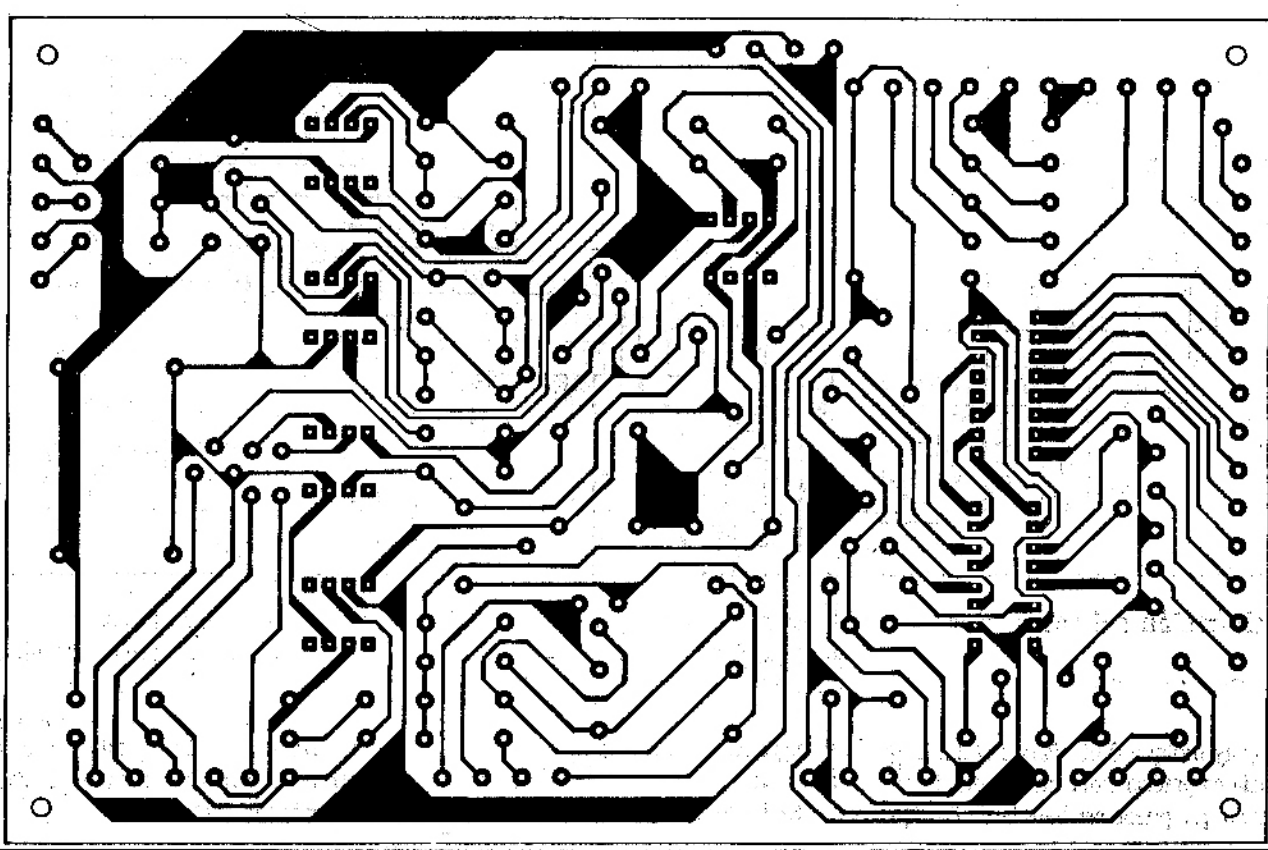


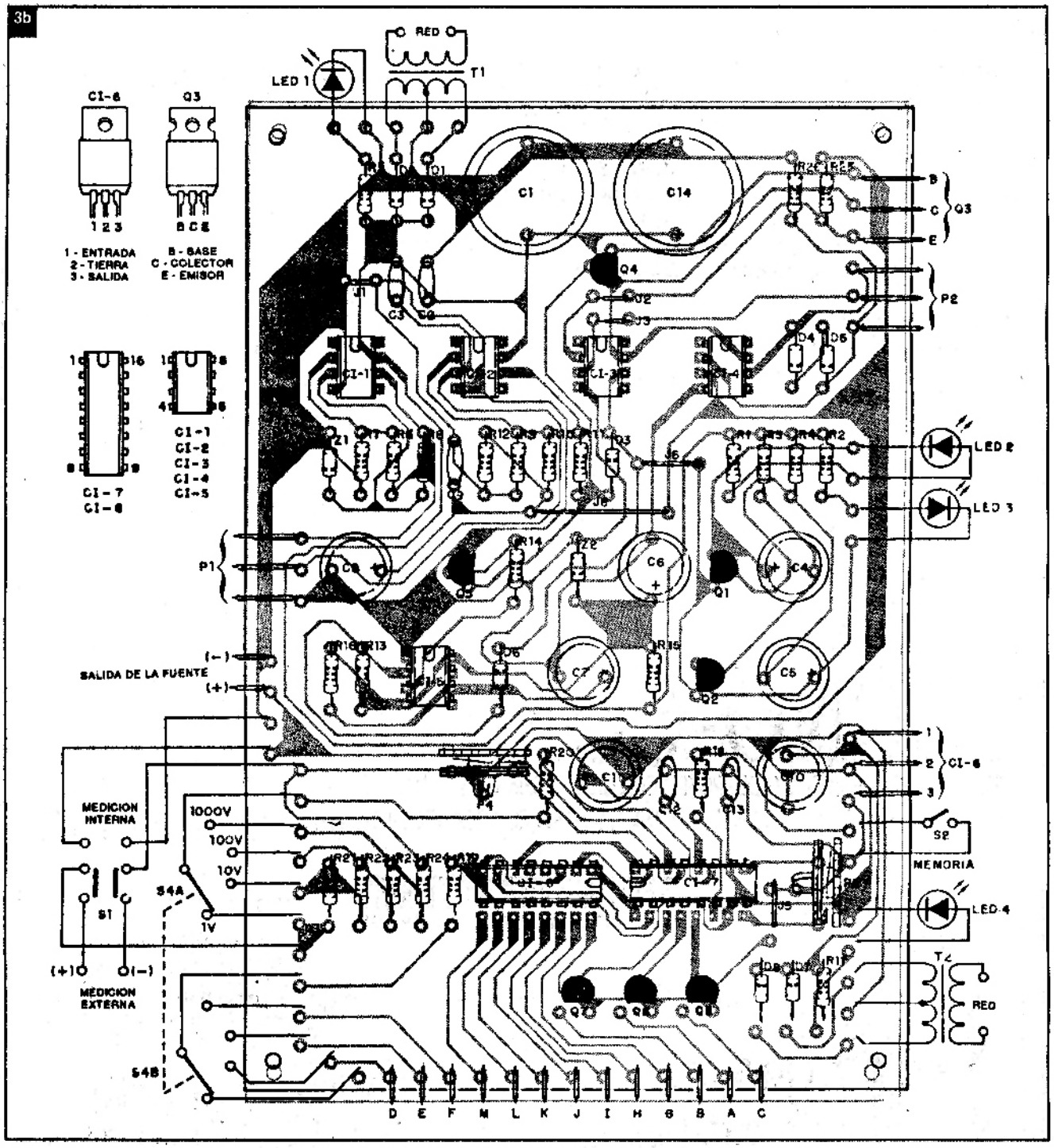






CONECTAR TODAS LAS LETRAS CON LA PLACA MADRE. EJ.: A CON A, B CON B, ETC.






## Calibración del voltímetro

Coloque la llave rotativa (S4) en la posición de 10 V y ajuste P3 hasta que el display indique 0.00. Para regular la ganacia es preciso tener una fuente de referencia que puede ser batería o pila. Ajuste entonces P4 hasta que en el display marque el valor de la referencia conectada en la entrada.

Al usar el voltímetro pueden sucederse algunas indicaciones de anormalidad que son:

EEE = indicación de sobreescala

---- = indicación de subescala.

En el montaje es importante observar la polaridad de los componentes como diodos, capacitores, leds, y principalmente de los integrados que, de preferencia, deben ser dotados de zócalos, excepto CI6.

## LISTA DE MATERIALES

CI1, CI2, CI3, CI4 - 741
CI5 - 555
CI6 - 7805
CI7 - CA3162E
CI8 - CA3161E
Disp 1, Disp 2, Disp 3 - displays FND507 ó equivalentes.
LED 1 a LED 4 - leds comunes
Q1, Q2, Q4, Q5 - BC548 - transistores de uso general.
Q3 - TIP41 - transistor de potencia.
Q6, Q7, Q9 - BC558 - transistores de uso general.
T1 - 110/220 x 12 + 12 V x 2 A - transformador.
T2 - 110/220 x 9 + 9 V x 500 mA - transformador.
D1, D2 - BY127 - diodos rectificadores.
D3, D6 - 1N4148 - diodos de usos generales.
D4, D5, D7, D8 - IN4002 ó equivalente - diodos rectificadores.
R1, R2 - 470 ohm - resistores (amarillo, violeta, marrón)
R3, R4, R20, R26 - 10 k - resistores (marrón, negro, naranja)
R5, R11 - 2k2 - resistores (rojo, rojo, rojo)
R6, R7 - 68 k - resistores (azul, gris, naranja)
R8, R9, R10, R14 - 4k7 - resistores (amarillo, violeta, rojo)
R12 - 270 k - resistor (rojo, violeta, amarillo)
R13 - 100 k - resistor (marrón, negro, amarillo)
R15, R17 - 1k2 - resistores (marrón, rojo, rojo).
R16 - 68k - resistor (azul, gris, naranja)
R18 - 15 k - resistor (marrón, verde, naranja)
R19 - 180 R - resistor (marrón, gris, marrón)
R21 - 900 k x 1 % - resistor
R22 - 90 k x 1 % - resistor
R23 - 9 k x 1 % - resistor
R24 - 1 k x 1 % - resistor
R25 - 0,47 R x 5 W - resistor de alambre
P1, P2 - 10 k - potenciómetros lineales
P3 - 47 ó 50 k - trimpot
P4 - 10 k - trimpot
C1 - 4.700 µF - capacitor electrolítico (Ver texto)
C2, C9 - 33 nF - capacitores de poliéster
C3 - 1 nF - capacitor de poliéster
C4, C5, C8, C11 - 100 µF - capacitores electrolíticos
C6, C7 - 10 µF - capacitores electrolíticos
C10 - 2200 µF - capacitor electrolítico
C12 - 220 nF - capacitor de poliéster
C13 - 10 nF - capacitor de poliéster
S1 - llave HH
S1, S2, S3 - interruptores simples
S4 - llave de 2 polos x 4 posiciones
Varios: caja para montaje, placa de circuito impreso, bornes de salida, cable de alimentación, cables, soldura, etc.

# VCO DE ALTA FRECUENCIA

***Circuitos como éste se pueden usar en diversos proyectos de instrumentación, pues convierten tensiones continuas en frecuencia de modo lineal en una amplia banda de valores. El VCO (oscilador controlado por tensión)que describimos opera en la banda de 100 Hz a 100 KHz y emplea un único integrado.***

Este circuito fue desarrollado a partir de informaciones del manual del LM339 de Philips Components, con pequeñas alteraciones en el circuito original de modo de adecuar los componentes a lo que hay disponible en nuestro mercado.

El LM339 que es la base del circuito, consiste en un cuádruple comparador de tensión, emmpleándose en este proyecto tres comparadores.

El circuito aparece en la figura 1.

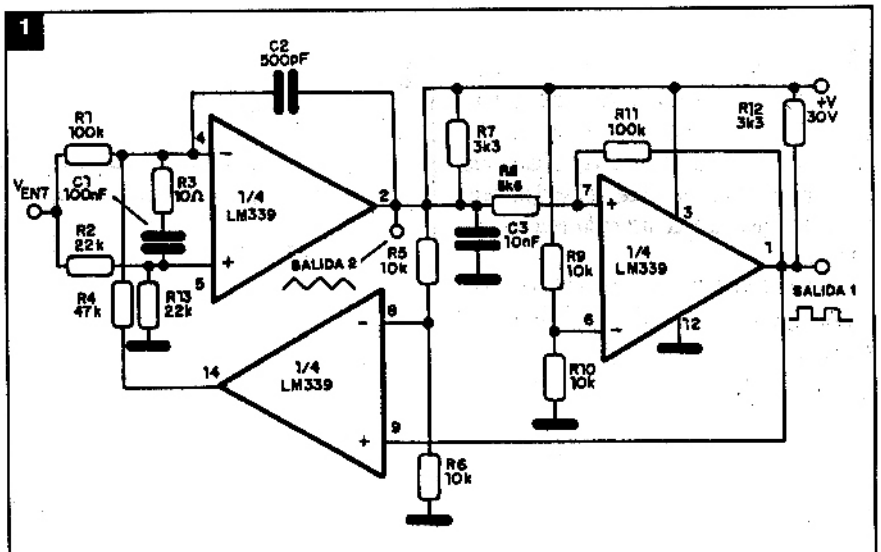
La alimentación se hace con 30 V y en la entrada podemos aplicar tensiones en la banda de 200 mV a 50 V para que la frecuencia de salida corra la banda de 100 Hz a 100 KHz.

El circuito produce dos tipos de señales: rectangulalres y triangulares, lo que amplía aún más su gama de aplicaciones.

La simetría de la señal está dada por los resistores R5, R6, R9 y R10 que eventualmente deben ser componentes de precisión.

Como se trata de un circuito que debe formar parte de proyectos más complejos, el diseño de la placa será específico, dependiendo de la aplicación, por lo cual no lo daremos en este artículo.

Los resistores usados son todos de 1/8 ó 1/4 W, los capacitores pueden ser cerámicos o de poliéster, y el integrado, para mayor facilidad de cambio en caso de necesidad y también para evitar el recalentamiento durante el proceso de soldadura puede ser instalado en un zócalo DIL de 14 pins. La alimentación positiva del integrado se hace en el pin 3 y la negativa en el pin 12. ✪




*Circuito esquemático del VCO de alta frecuencia.*

## LISTA DE MATERIALES

***CI-1 - LM339 - comparador de tensiones cuádruple.***
***R1, R11, - 100k - resistores (marrón, negro, amarillo)***
***R2, R13 - 22k - resistores (rojo, rojo, naranja)***
***R3 - 10 ohm - resistor (marrón, negro, negro)***
***R4 - 47k - resistor (amarillo, violeta, naranja)***
***R5, R6, R9, R10 - 10K - resistores (marrón, negro, naranja)***
***R7, R12 - 3k3 - resistores (naranja, naranja, rojo)***
***R8 - 5k6 - resistor (verde, azul, rojo)***

# SECUENCIAL DE LEDS PARA EFECTOS ESPECIALES

***Cualquier ocasión es buena para que los aficionados a la electrónica monten dispositivos interesantes. Uno de los más solicitados por los lectores es el sistema de luces o leds secuenciales. Presentamos un proyecto bastante interesante que puede alimentar de 12 a 24 leds con un efecto divertido y dinámico.***

***Por Newton C. Braga***

La idea básica de este efecto es algo más que los tradicionales (y monótonos) guiñadores. Se trata de un circuito secuencial de 4 canales que hace que los leds "corran" en una velocidad que puede ser ajustada de acuerdo con su voluntad.

El circuito admite de 12 a 24 leds, suficiente para rodear cualquier marquesina pequeña.

Damos también la opción de una etapa de potencia que permite el accionamiento de un número mayor de leds, que incluso pueden ser de colores diferentes.

El circuito es alimentado por la red local y presenta un consumo de energía bastante bajo, menor que muchos sistemas comunes que usan lámparas incandescentes.

El circuito puede ser empleado en diversos tipos de decoración, como:

* Pesebres o belenes
* Vidrieras
* Juguetes
* Exposiciones
* Arboles de Navidad

## Como funciona

Al hacer los proyectos para sistemas secuenciales, dos integrados sobresalen por su versatilidad y bajo costo: el 555 y el 4017. Estos son justamente las bases de nuestro proyecto que tiene un diagrama de bloques como muestra la figura 1.

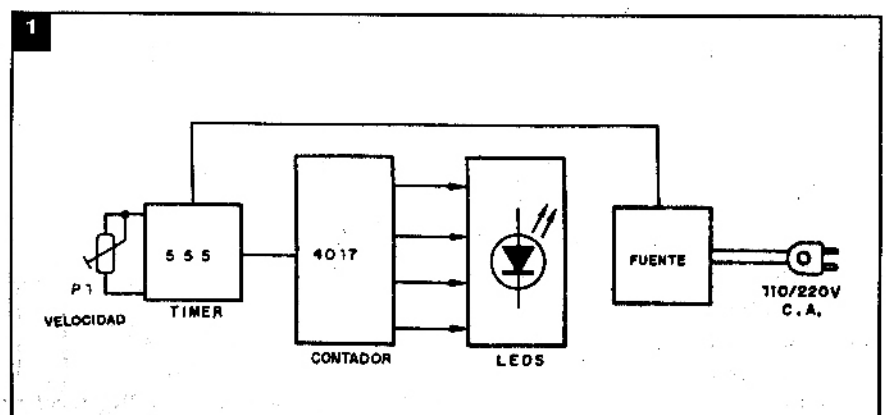
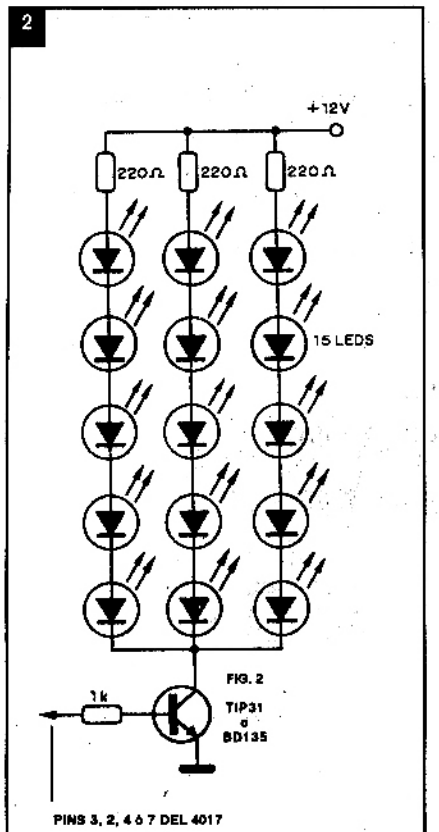



*Diagrama de bloques del aparato.*

El primer bloque consiste en una base de tiempo que produce pulsos a intervalos que determinan la velocidad del corrimiento de los leds. A cada pulso de esta base de tiempo se apaga un led y se enciende el siguiente en la secuencia.

Usamos para este bloque un integrado 555 en la configuración astable en que la frecuencia le dan básicamente el capacitor C3 y el ajuste del potenciómetro P1. Este consiste entonces en el ajuste de velocidad del sistema secuencial.

Los pulsos de este integrado son aplicados a un integrado 4017 que consiste en un contador Johnson de 10 etapas (que puede contar hasta 10), o sea "producir" secuencias de hasta 10 canales. Sin embargo, con 10 canales además de precisar más componentes, tenemos un empeoramiento del efecto, pues los leds encendidos pasan a quedar así intervalos mayores, por lo que constatamos que el mejor efecto se produce con 4 canales, lo que nos lleva a conectar este integrado como contador hasta 4. Para eso conectamos su salida 5 (pin 10) al reset (pin 15). De esta for-




*Etapa de potencia para 3 series de 5 leds.*

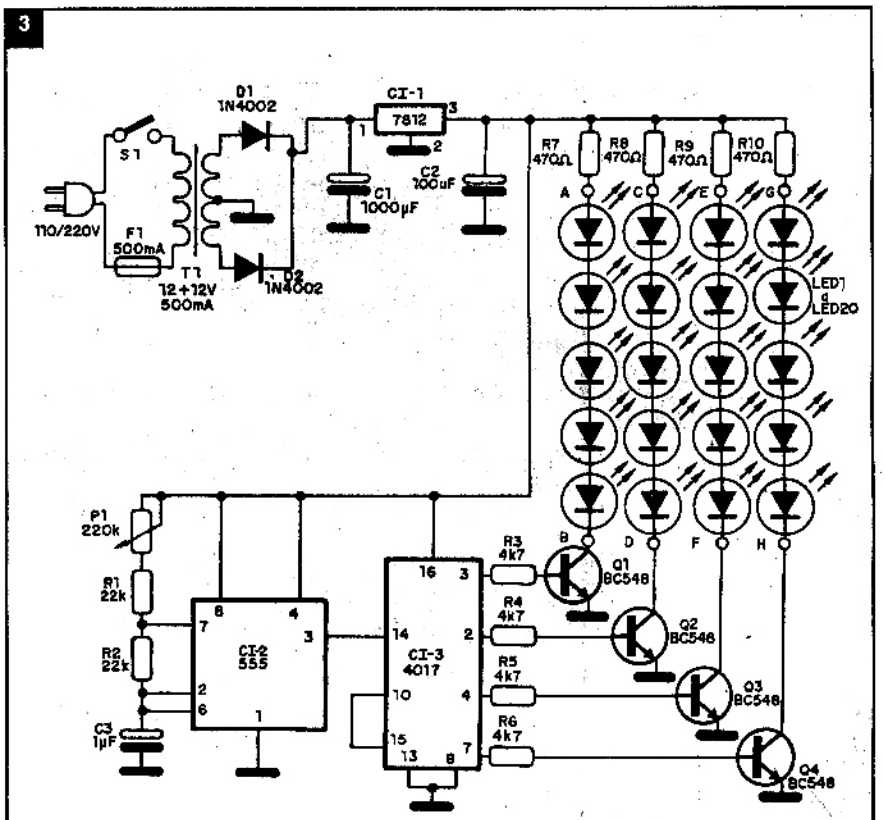



*Diagrama completo para el secuencial de leds.*

ma, cuando tenemos el pasaje del integrado del cuarto al quinto led (que no existe) el integrado resetea automáticamente, pasando en verdad la cuenta al primero de la serie que recomienza.

Con la utilización de diversos leds en cada serie tenemos un efecto simultáneo del encendido de los leds, contando con mucho más que 4 de ellos. En verdad, las series se pueden formar con múltiplos de 4 hasta 24. Para más, es necesaria una etapa de potencia con la conexión en paralelo de varias series, como sugiere la figura 2.

Con este sistema podemos alimentar hasta 96 leds, lo que nos lleva a un super-secuencial, ya que, a cada momento, tendremos 24 leds encendidos.

Vea que si el sistema secuencial usado fuera de 10 canales tendríamos solamente 1 led encendido en cada instante, con mucho menos brillo para el efecto. Del mismo modo, un secuencial de 100 canales nos daría solamente 1 led encendido a cada instante lo que sería muy "apagado" para un árbol de Navidad en que se desean muchos colores y mucho brillo. ¡Recuerde que no es la mayor cantidad de canales lo que hace el mejor secuencial!

La alimentación del circuito la hace una fuente que tiene por base un integrado regulador de tensión 7812. Para la versión básica use un transformador de por lo menos 500 mA. Para más leds, use uno de 1 ampere.

## Montaje

En la figura 3 tenemos el diagrama completo del sistema de leds secuenciales.

El transformador debe tener bobinado primario de acuerdo con la red local y el secundario de 12 + 12 V con por lo menos 500 mA. El integrado CI-1 debe ser montado en un disipador de calor. Para los otros dos integrados sugerimos la utilización de zócalo DIL. Los capacitores electrolíticos deben tener tensiones de trabajo de 16 V o más, excepto C1 que debe ser para 25 V.

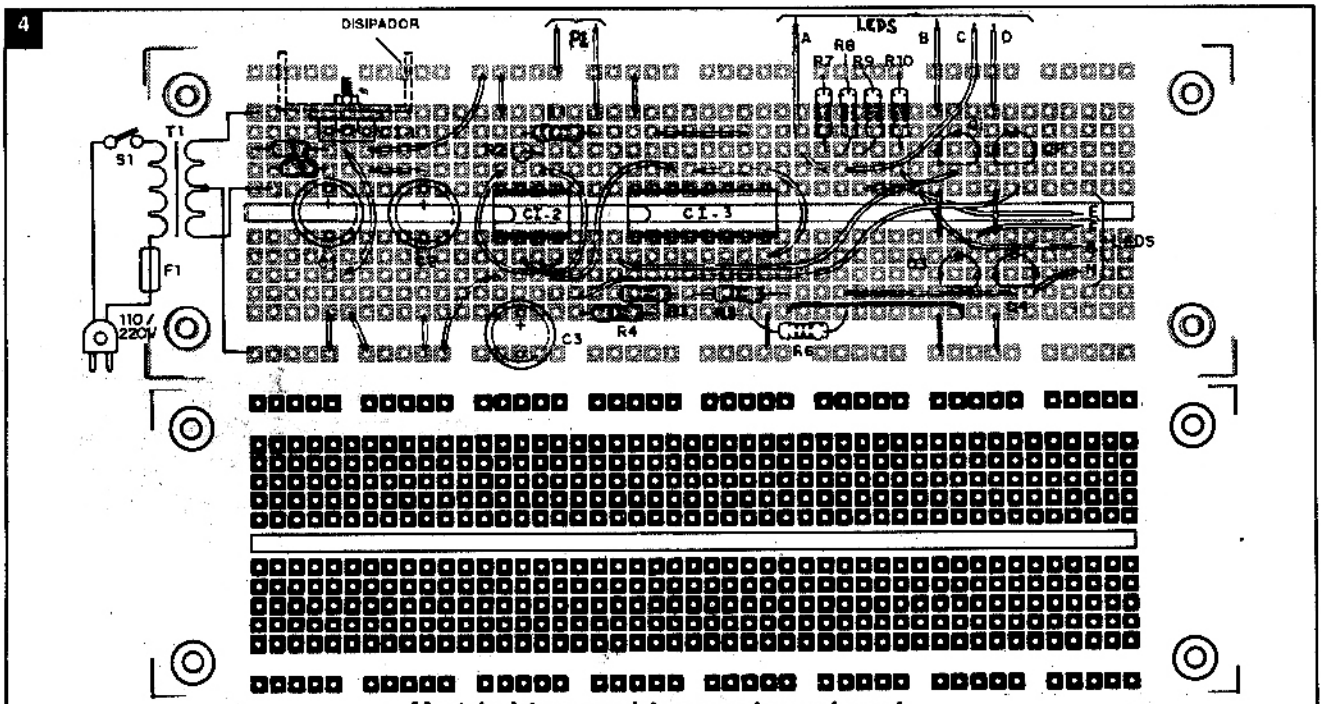
D1 y D2 pueden ser sustituidos por equivalentes como los 1N4004 ó 1N4007. Los transistores también pueden ser sustituidos por equivalentes como los BC547 o incluso BC238.

Los resistores son todos de 1/4 W con 10% ó 20% de tolerancia y el potenciómetro no es crítico y puede usarse una unidad de 250k, 500k, o hasta 1 M. Los leds son conectados en secuencia, como muestra la figura 5, y su cable puede ser largo.

En cada serie debe usarse siempre el mismo número de leds.

Recordamos que se debe observar du-

4




*Montaje del secuencial en una placa universal.*

rante el montaje las posiciones de los componentes polarizados como los diodos, leds y electrolíticos.

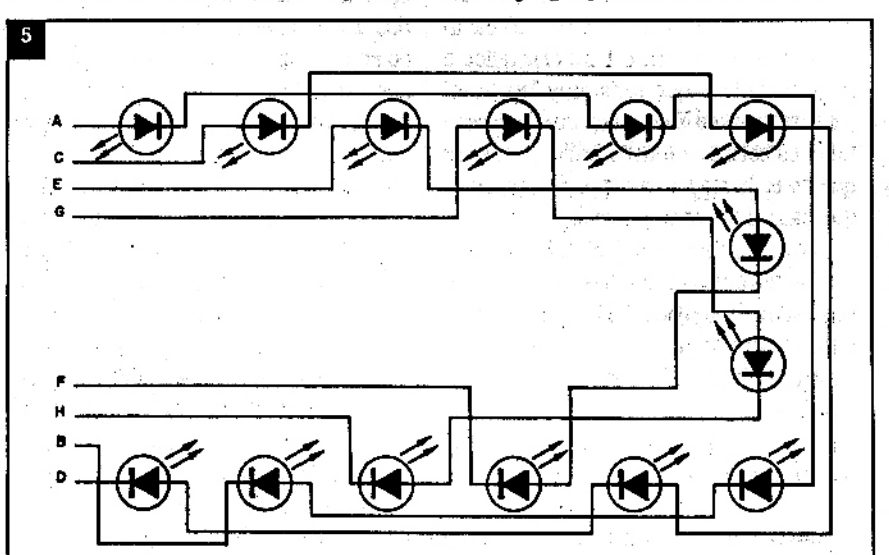
## Prueba y uso

Para probar la unidad no es preciso montar todas las secuencias de leds. Basta conectar en cada salida un led y observar su accionamiento. Si algún led no se enciende en esta prueba, verifique su polaridad, y también el propio estado del transistor.

Observamos que, en una serie de leds, si uno de ellos estuviera invertido o abierto, ningún otro led de la misma serie se encenderá, como ocurre con las lámparas en los juegos para arbolito de Navidad.

Comprobado el funcionamiento resta hacer la instalación definitiva. Se pueden usar leds de diferentes colores, recordando que los más baratos son los rojos.

5




*Modo de conectar una secuencia de leds.*

**LISTA DE MATERIALES**

*CI-1 - 7812 - circuito integrado - regulador de tensión.*
*CI-2 - 555 - circuito integrado - timer*
*CI-3 - 4017 - circuito integrado CMOS - contador Johnson*
*D1, D2 - 1N4002 ó equivalentes - diodos de silicio*
*Q1, Q2, Q3, Q4 - BC548 ó equivalentes - transistores NPN de silicio*
*T1 - transformador con primario de acuerdo con la red y secundario de 12 + 12 V con por lo menos 500 mA*
*S1 - interruptor simple*
*F1 - 500 mA - fusible*
*P1 - 250K - potenciómetro - (ver texto)*
*LED1 a LED20 - leds rojos o de otro color - (ver texto)*
*C1 - 1000 µF x 25 V - capacitor electrolítico*
*C2 - 100 µF x 16 V - capacitor electrolítico*
*C3 - 1 µF x 16 V - capacitor electrolítico*
*R1, R2 - 22 K - resistores (rojo, rojo, naranja)*
*R3, R4, R5, R6 - 4k7 - resistores (amarillo, violeta, rojo)*
*R7, R8, R9, R10 - 470 ohm - resistores (amarillo, violeta, marrón)*
*Varios: placa de circuito impreso, cable de alimentación, caja para montaje, zócalos para los integrados, soporte para el fusible, botón de plástico para el potenciómetro, disipador de calor para CI-1, cables, soldadura, etc.*

# CIRCUITOS INTEGRADOS HIBRIDOS

***La alta flexibilidad de la técnica de película permite integrar y adaptar componentes de tecnologías diferentes a los requisitos especiales de un equipo. Sus características técnicas, tamaño de los elementos y confiabilidad son ventajas únicas que hacen de los circuitos de película gruesa la opción natural en electrónica industrial y de comunicaciones.***

## Introducción

Telefunken electrónica ha estado produciendo circuitos de película gruesa de acuerdo a las especificaciones de sus clientes desde 1966 y, por lo tanto, tiene muchos años de experiencia en la fabricación y desarrollo de tales circuitos.

Los circuitos de película gruesa se utilizan en equipos de comunicaciones, en relojes, en una variedad de artículos eléctricos para el hogar y la oficina, en electrónica industrial, en instalaciones de control del tránsito y en instalaciones generadoras de electricidad.

El grado de integración se extiende de las sencillas redes de resistores hasta los circuitos digitales y analógicos complejos, incluyendo circuitos monolíticos integrados. Un aspecto del proceso de producción es la impresión serigráfica y subsiguiente horneado de pastas especiales conductoras y no conductoras sobre sustratos cerámicos. De este modo, se pueden integrar conductores, resistores y capacitores en las técnicas de películas.

*Elaboración del "lay-out" con modernos sistemas CAD.*

Añadiendo elementos semiconductores, inductores, capacitores, etc., la gama de aplicaciones de los circuitos se puede ampliar considerablemente. Este tipo de integración generalmente se conoce como un "Circuito Integrado de Película" o "Circuito Integrado Híbrido".

Dado que los circuitos de película gruesa son sometidos a muchos ambientes diferentes, es necesario proporcionarles diferentes tipos de cubierta. Las mismas dependen de las condiciones mecánicas y climáticas que se encontraran y van desde la construcción abierta a cubiertas de metal o plástico que pueden ser selladas herméticamente.

La fabricación de circuitos de película gruesa de acuerdo a las especificaciones del cliente requiere que el usuario proporcione información detallada sobre el circuito proyectado.

## Aplicaciones

Veamos algunas de las aplicaciones posibles, a modo de ejemplo:

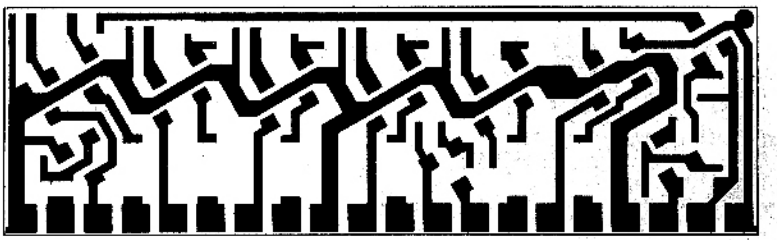
### Electrónica de Entretenimiento

* Radiodifusión: redes de resistores y RC que ahorran espacio en radios para automóviles. Módulos de control para display digitales de canales en equipo HiFi.
* Televisión: divisores de tensión de enfoque ajustable, resistores limitadores, etapas de salida de color que usan técnicas híbridas.
* Audio : redes de resistores.

### Electrónica Automotor y de Consumo

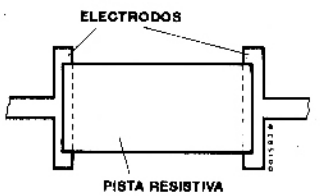
* Cámaras: control de exposición y temporizador de exposición automático que

2



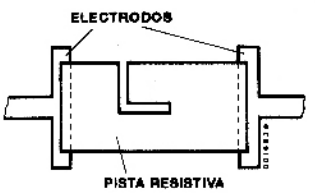
*Conductores impresos (Principio).*

3




*Resistor de película gruesa.*

4




*Resistor de película gruesa (recortado).*

usen técnicas híbridas.

* Artefactos domésticos: etapas de salida de potencia para cocinas de inducción y sensores de temperatura, etc. Redes de resistores de resistencia cerrada para controles de temperatura electrónicos en freezers, refrigeradores y cocinas.
* Automotores: generadores de pulsos, circuitos de encendido, dispositivos de monitorización, reguladores de tensión. Unidades de control para reducir emisión de sustancias contaminantes en motores de encendido de chispa.

## Comercio

* Computadoras electrónicas: circuitos híbridos para unidades de salida (impresoras, displays), generadores de clock, redes de resistores de "pull-up" y "pull-down", convertidores A/D y D/A.

## Comunicaciones

* Radio : módulos HF, IF, AF con mayor confiabilidad y características de frecuencia precisa. Osciladores a cristal, amplificadores de banda ancha.
* Teléfonos: circuitos híbridos para sistemas de discado electrónicos, redes de resistores para redes de equilibrado de líneas.
* Estudios: amplificadores AF de baja distorsión y bajo ruido.

## Electrónica Industrial

* Estaciones Generadoras de Energía: circuitos de control, regulación y monitoreo.
* Tecnología de Medición: amplificadores de medición, divisores de tensión de precisión, módulos de telemetría.
* Tecnología Industrial: controles de máquinas herramientas y textiles, conmutadores de proximidad, barreras luminosas, termocuplas.
* Control de Tránsito: circuitos de señales para ferrocarriles que usen tecnología de seguridad.
* Electrónica de la Medicina: sondas estomacales, contadores cardíacos, amplificadores de carga controlada, conmutadores análogos.

Se están encontrando continuamente nuevas aplicaciones para la tecnología de película gruesa, ya que ofrece muchas ventajas a los usuarios:

* Mayor confiabilidad.
* Compacta y adaptada al tipo de equipo.
* Menos partes que comprar.
* Menores costos de instalación y pruebas.
* Distribución pareja de la temperatura en todo el circuito.
* Elevada estabilidad a largo plazo.
* Alcance de requisitos técnicos especiales, tales como características de frecuencias precisas, resistores de tolerancia estrecha, disipación de potencias elevadas, ajuste funcional.

Los circuitos de película gruesa también son económicos incluso para pequeñas y medianas tiradas debido a sus costos comparativamente favorables de maquinado y desarrollo; tiempos cortos de producción.

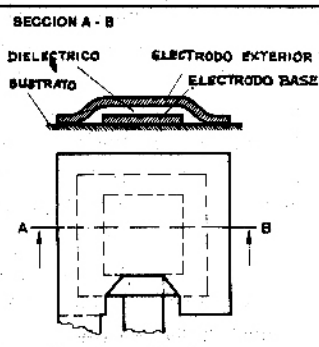
## Tecnología

Una pequeña placa de cerámica de óxido de aluminio forma el portador (sustrato) de un circuito de película gruesa. Esta cerámica tiene una conductividad térmica relativamente elevada de modo que cualquier calentamiento localizado es distribuido rápida y parejamente por el sustrato. Su conductividad térmica es aproximadamente un tercio de la del hierro.

Además del óxido de aluminio, el óxido de berilo es usado para cargas térmicas muy elevadas.

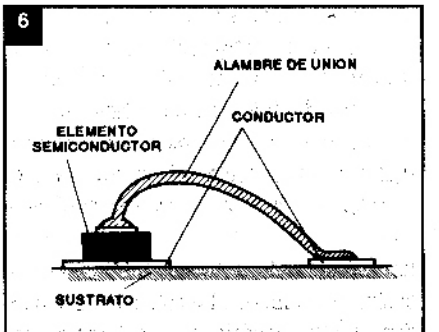
El nitrito de aluminio también es un

5




*Capacitor de película gruesa.*

6




*Semiconductor con uniones de alambre*

posible material de sustrato para aplicaciones especiales. Los materiales cerámicos no cocidos también se usan para sustratos.

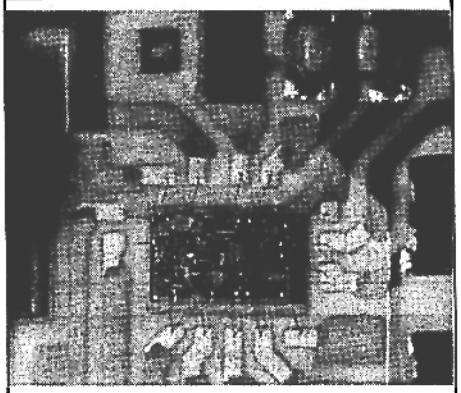
Conductores, resistores fijos, capacitores, inductores y resistores dependientes de la temperatura pueden ser producidos como componentes eléctricos sobre este sustrato, usando técnicas de película gruesa.

Los elementos eléctricos son depositados como "películas gruesas" (5-80 µm ) sobre el sustrato cerámico, usando un proceso de impresión serigráfico.

Estas películas consisten en polvos metálicos, óxidos metálicos o sustancias dieléctricas y polvo de vidrio. Se añaden aceites orgánicos y solventes para formar una pasta con una consistencia tal que pueda ser aplicada mediante el proceso de impresión serigráfica.

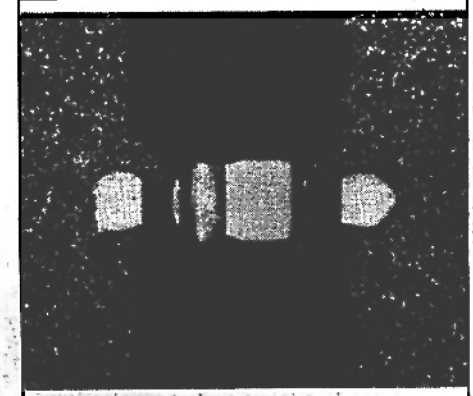
Los conductores de película gruesa contienen metales preciosos (Pd-Ag, Pt-Au, Au, Pd-Au); los componentes y el proceso de horneado determinan las características de la película terminada. Desarrollos más recientes incluyen el uso de pastas de cobre y níquel. Estas pastas deben ser conformadas, sin embargo, bajo gas inerte.

7



*Circuito integrado con uniones de alambre.*

8



*Semiconductor "Beam Lead"*

## Conductores impresos

Seleccionando la pasta conductora para sastisfacer los criterios técnicos, se obtienen importantes datos para posteriores procesos y para el circuito manufacturado.

Aparte de esto, la soldabilidad o la necesidad de conectar trazos para chips semiconductores deben también ser tenidos en cuenta. Dado que estas dos condiciones son a menudo mutuamente exclusivas, se usan dos pastas conductoras diferentes en un circuito, en tales casos, por ejemplo Ag-Pd para la base y la zona de soldado, y Au para las zonas de fijado de conexiones.

Los resistores de película gruesa consisten en dos electrodos conectados de metal precioso (conductores) y la película resistiva de metal/óxido metálico. La pasivación con vidrio o resina sintética protege el resistor impreso contra efectos del medio ambiente. El ajuste mediante láseres controlados por computadora permite lograr tolerancias muy estrechas de < 0,15 %.

Las pastas para resistores de película gruesa consisten generalmente en metales y óxidos metálicos, vidrio y componentes orgánicos volátiles.

En el caso de sistemas de pasta sobre una base de rutenio u óxido de rutenio, la sinterización de los constituyentes de la pasta ocurre bajo una atmósfera oxidante a una temperatura de 850° C. Durante este proceso, el ligante es primero vaporizado o quemado. Las pastas con una base de iridio son menos importantes en la práctica debido a la elevada temperatura de sinterización, de aproximadamente 1000 °C.

Todas las propiedades de los resistores de película gruesa resultan de la superimposición de las propiedades de los metales y los semiconductores.

Hay disponible una amplia gama de diferentes sistemas de pastas, cada una con diferentes propiedades para satisfacer requisitos de gran variedad. Una ventaja de la tecnología de película gruesa es la gran variación de resistencia de película.

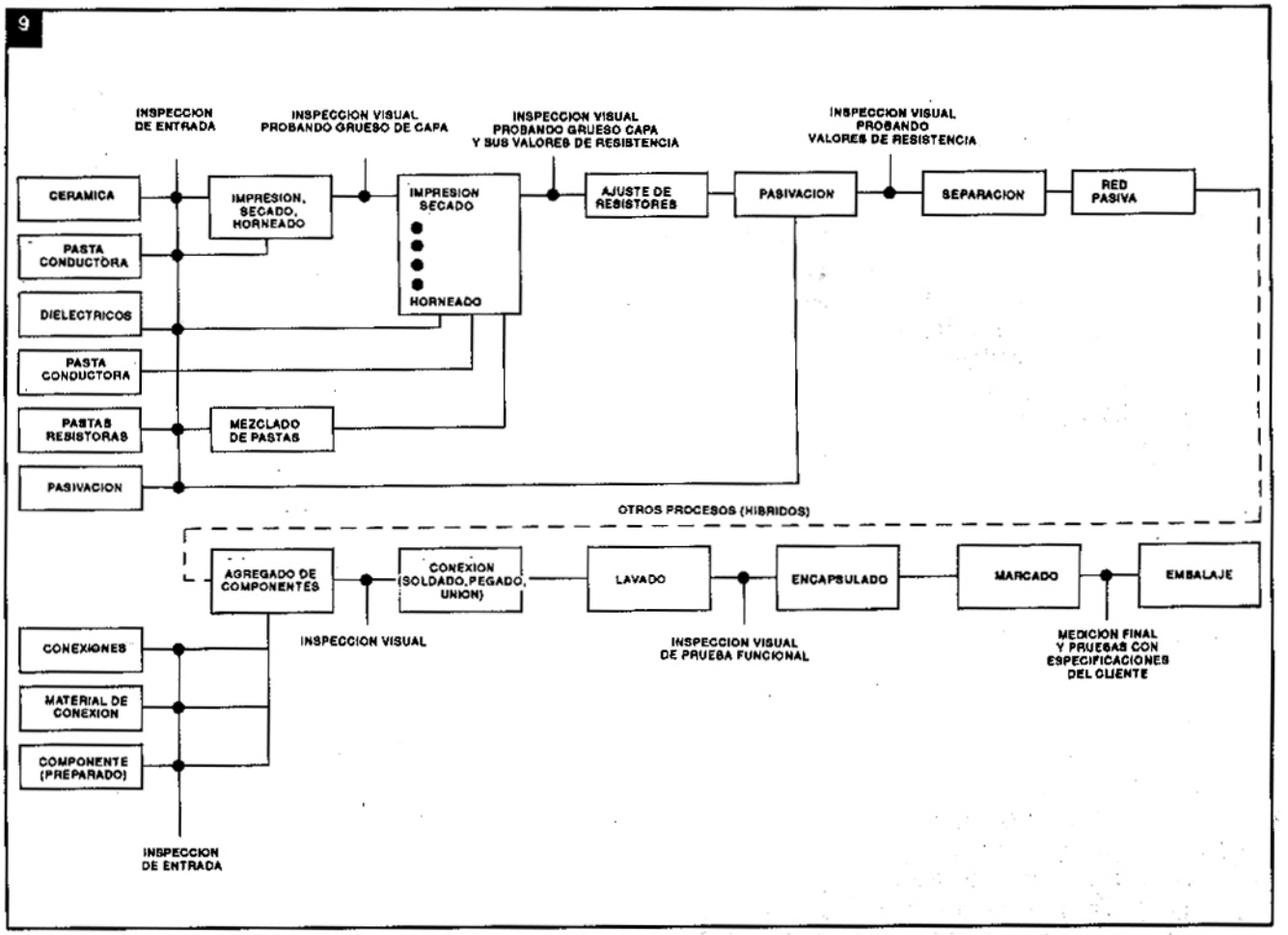
Dentro de una familia de pastas de resistor hay, por ejemplo, pastas de 0,1 ohm a 10 meghom o 100 kohm a 100 megohm. Dado que se pueden usar tipos de pastas completamente diferentes en un circuito de película gruesa (naturalmente prestando atención a las condiciones en los límites) son así posibles muchas variaciones tecnológicas.

Sólo mencionaremos las pastas con ligante de resina al pasar. De estas pastas, las resinas son usadas para ligar al sustrato y entre los otros componentes en pasta en lugar de vidrio recocido. También usamos pastas con coeficientes de temperatura más elevados negativos o positivos, por ejemplo para compensar por la respuesta de temperatura o para detectar la temperatura del sustrato.

El ajuste (trimming) de los resistores puede también dejarse hasta después de que se ha armado el circuito híbrido completo, con el fin de lograr un cierto funcionamiento del circuito, por ejemplo, conducta de frecuencia, recuperación/tiempo de demora (ajuste funcional).

Los capacitores de película gruesa son construidos como capacitores de placa (plate). El dieléctrico, con vidrio añadido como agente ligante, tiene titanato de bario como el principal constituyente para una elevada capacidad específica de hoja, y el dióxido de titanio para una capacidad baja.

El titanato de bario policristalino ($BaTiO_3$), debido a su estructura cristalina en grilla (grupo Perowskit, Perowskit: $CaTiO_3$), pertenece al grupo ferroeléctrico de minerales. La constante dieléctrica es excepcionalmente elevada (mayor que 1500) y también, a través de cambios en la




simetría del cristal, es marcadamente dependiente de la temperatura y la tensión. Formando un cristal mixto con estanatos, zirconatos, titanatos y otros materiales, las características son mejoradas significativamente .

El dióxido de titanio ($TiO_2$) es no ferroeléctrico y tiene, en su estado puro como una mezcla cristalina, una constante dieléctrica de aproximadamente 100, con un coeficiente de temperatura de -800 ppm. Con una mezcla de BaO, $TiO_2$, el coeficiente de temperatura negativo es reducido por la adición de MgO ó aumentado por la adición de CaO. El silicato de magnesio ($MgSiO_3$) tiene un coeficiente térmico de capacitancia positivo, como el titanato de magnesio ($MgTiO_3$).

Las características técnicas de capacitores de película gruesa son afectadas muy fuertemente por la sustancia de base y aditivos, por el recocido de vidrio y, por supuesto, por el proceso de horneado.

Los electrodos son usualmente del mismo material que los conductores en el circuito. Esto permite que los electrodos de base y los conductores sean impresos juntos. El electrodo cubriente es impreso después que el dieléctrico.

Del mismo modo que los resistores, el capacitor terminado puede también ser protegido contra las influencias ambientales mediante pasivación con vidrio o resinas sintéticas.

Los circuitos multicapa,o sea circuitos en los cuales varias capas impresas conductoras son separadas por capas aislantes, brindan ventajas particulares dado que son complejos y ahorran espacio.

Otro método es aplicar circuitos de capas múltiples a material "verde", o sea material cerámico sin hornear. La estructura de capas es laminada y sinterizada. Los circuitos son luego procesados del mismo modo que un sustrato normal.

También se puede lograr una metalización a través de orificios de sustratos cerámicos mediante el sistema de impresión. Son adecuados virtualmente todos los materiales conductores. Forman conexiones conductoras entre los dos lados del sustrato. Esto aumenta la complejidad y/o mejora las propiedades eléctricas (favorables para puesta a tierra).

Los componentes que no pueden ser fabricados con técnicas de película gruesa (o sea, diodos y transistores) son aplicados discretamente al sustrato. Sus conexiones al circuito son hechas con soldadura blanda o adhesivo conductor. Los tipos SMD, desarrollados específicamente para tecnología de película, permiten concepciones favorables y que ahorran espacio .

Los semiconductores no encapsulados ("chips") pueden también ser integrados

en los circuitos de película gruesa. Básicamente se puede usar la misma técnica aquí que en el armado de circuitos discretos, integrados, semiconductores o monolíticos.

Los dispositivos semiconductores no encapsulados son fijados preferiblemente al circuito de película mediante adhesivo conductor, con los contactos sobre la superficie superior del semiconductor conectado mediante alambres muy finos de Au ó Al (17,5-500 µm de diámetro) usando procesos de microsoldado (pegado).

Los chips semiconductores normalmente son fijados al circuito de película con la ayuda de un manipulador ("pegadores de molde"); el microsoldado de los alambres conectores es realizado por el método de termocompresión o ultrasónico. Este así llamado proceso termosónico es una combinación de ambos métodos. Se usan alambres de Au para los procesos de termocompresión y termosónico.

Los alambres de Al pueden ser procesados sólo ultrasónicamente debido a la capa de óxido que se produce en la atmósfera. Esto significa que incluso se pueden usar diámetros de alambre muy grandes (unión de alambres gruesos). Otros materiales posibles(por ejemplo aleaciones de Au-Ag) no tienen significación práctica todavía en técnicas de película.

El elemento semiconductor puede ser integrado en el circuito de película por "soldado eutéctico" (se forma una aleación oro-silicio a aproximadamente 400 °C en gas inerte) o, si se puede soldar la cara inferior, mediante soldadura blanda. También se pueden usar subportadores, como por ejemplo molibdeno.

Además hay elementos semiconductores diseñados especialmente para ser montados cara abajo en el sustrato. Con estos así llamados "flip-chips", el contacto se hace a través de "bultos" elevados, usando soldadura o soldado ultrasónico.

Otros tipos de armado incluyen los elementos semiconductores que son prearmados sobre hoja de poliamida resistente a la temperatura. Estos elementos pueden a su vez, ser soldados en el circuito de película ("tape automated bonding"-TAB, o sea pegado en cinta automatizado). Este método es adecuado para la producción automática de grandes cantidades, y semiconductores sin encapsulado ("Beam Lead") sobre los cuales los conductores eléctricos sobresalen sobre la superficie del cristal. Son montados "cara abajo" con una técnica de pegado modificada.

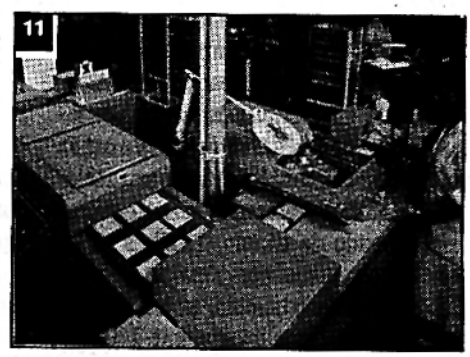
El circuito de película gruesa puede ser protegido contra influencias del ambiente según sea requerido mediante pasivación, inmersión en resina sintética, envasándolo en recipientes de plástico o instalación en cubiertas de metal o cerámica.

La estandarización del tamaño del circuito individual no es necesaria ya que se imprime en el panel múltiple sobre sustratos con un largo de borde de 100 x 120 mm y gracias al uso de sistemas de láser controlados por computadora para ajuste de resistencia y para inscribir circuitos individuales en los sustratos.

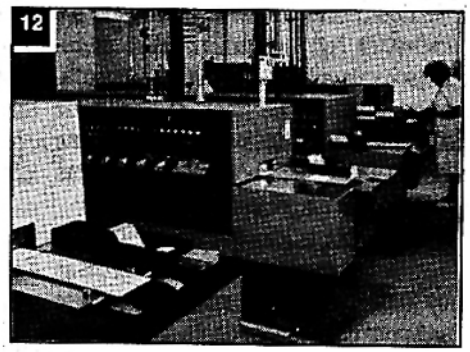
Incluso sustratos con orificios y aberturas puede ser procesados en paneles múltiples. Generalmente se requieren herramientas especiales para sustratos no rectangulares. Luego son procesados también individualmente.

10

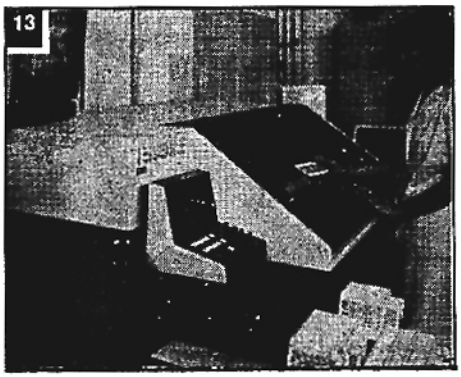
*Los primeros pasos en el proceso de producción son aplicar los conductores, resistores y dieléctricos impresos al sustrato cerámico. La impresión se lleva a cabo con una máquina de impresión serigráfica de precisión en una secuencia de producción preestablecida.*

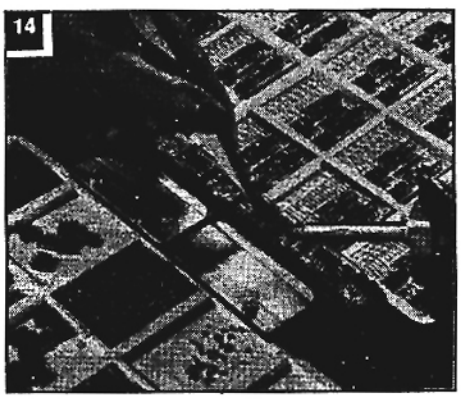

11

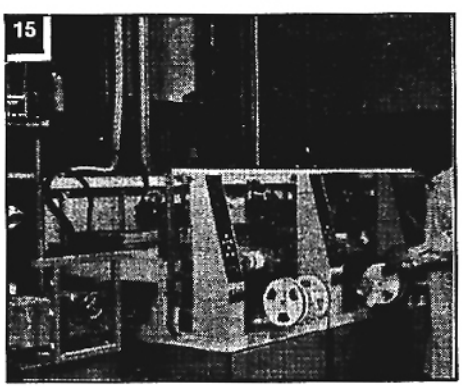
*La impresión de grandes tandas se hace en forma totalmente automática. La foto muestra la zona de secado con infrarrojo incorporada en el sistema automático.*


12

*El sinterizado es llevado a cabo en modernos hornos de correas transportadoras con un perfil de temperatura regulado con precisión.*







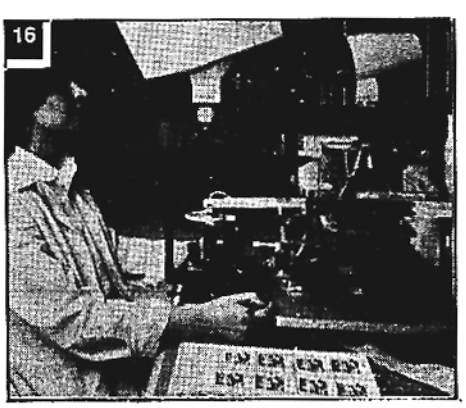


*Fig. 13 - Los resistores son ajustados automáticamente por láseres controlados por computadora. Luego de esto, un láser separa el sustrato de base en circuitos individuales.*

*Fig. 14 - Los componentes discretos, activos y pasivos son encajados en el circuito, además de los elementos de película.Se usan principalmente los siguientes componentes: capacitores cerámicos, capacitores de tantalio, circuitos integrados monolíticos en paquetes SO. Virtualmente cualquier componente activo o pasivo puede ser integrado en un circuito híbrido siempre que las dimensiones mecánicas lo permitan.*

*Fig. 15 - Para partidas grandes los elementos adecuados son armados automáticamente.*

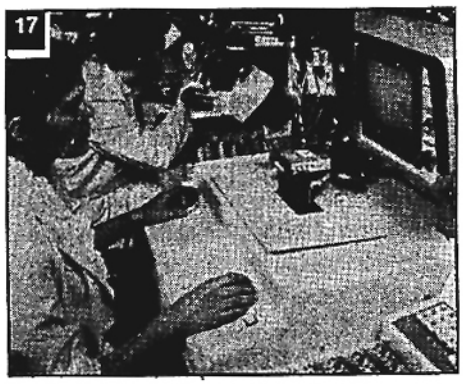
*Fig. 16 - Se logran dimensiones de circuitos particularmente pequeñas si se usan dispositivos semiconductores no encapsulados. La foto muestra un pegador de molde para armado de chips.*

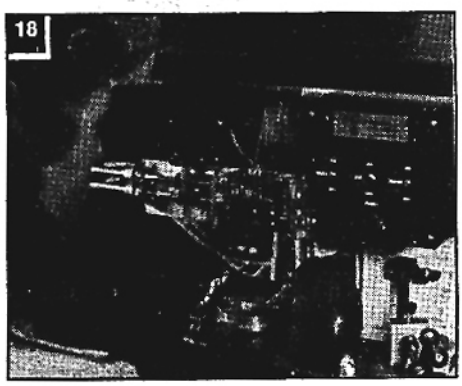
*Fig. 17 - El pegador automático que vemos aquí pega los dispositivos semiconductores mediante el método termosónico.*

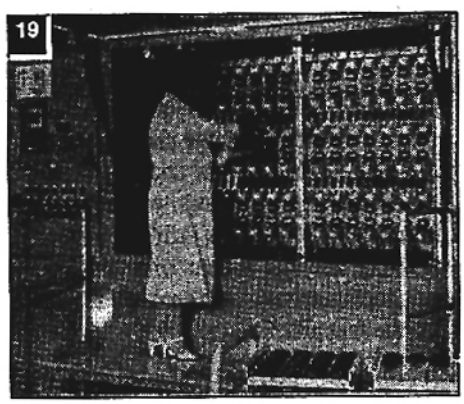
*Fig. 18 - Sistema de costura pegada paralela para producir circuitos híbridos herméticamente sellados en cubiertas de metal.*

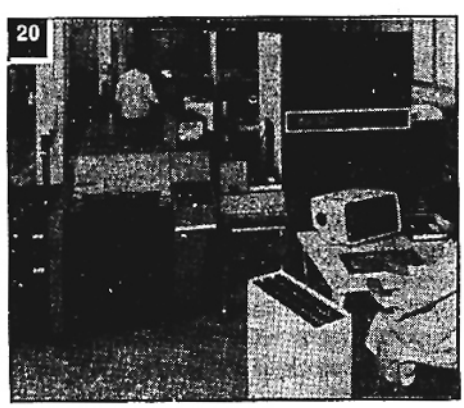
*Fig. 19 - Si la especificación requiere recalentado ("burn-in"), los circuitos son operados a una temperatura especificada y creciente en un gabinete climático adecuado preparado o especialmente fabricado, durante un período especificado de tiempo. Esto asegura una mayor confiabilidad mediante la detección de fallas precoces. El proceso de fabricación para circuitos de acuerdo a especificaciones MIL incluye automáticamente el "burn-in". La foto muestra un banco de temperatura controlado por computadora para el recalentado de circuitos de potencia híbridos.*

*Fig. 20 - Los circuitos de película completados son sometidos a una inspección visual y una prueba funcional cuando todos los parámetros especificados son probados.*
*La foto muestra bancos de ajuste y medición controlados por computadora.*









*Agradecemos la colaboración de **TELEFUNKEN Alemania y Romex S. A.** para la elaboración del presente artículo.*

# GRABADOR DE EPROM

(Segunda Parte)

***Este artículo, continuación del número anterior de SABER ELECTRONICA, intenta delinear los pasos de selección y grabación de memorias EPROM, teniendo en cuenta que éstas son las partes más complejas del proceso.***

Por Arlindo S. Pereira

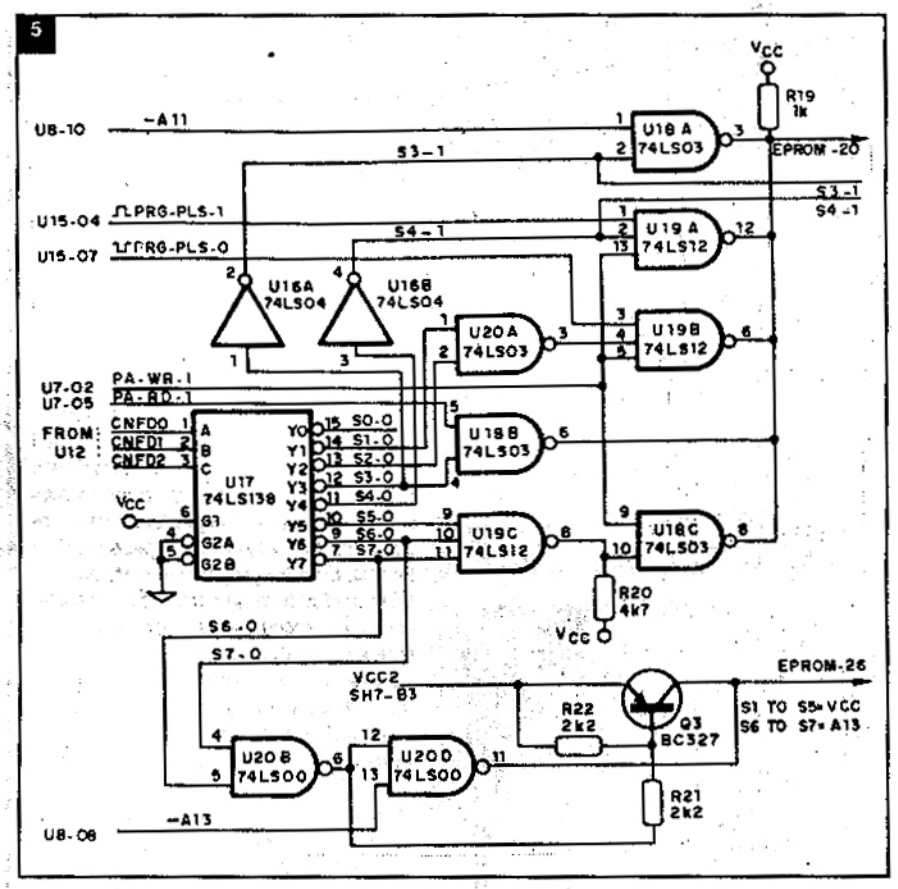
## Lógica de selección

Es la parte más compleja del grabador de EPROMs.

El problema consiste en direccionar las señales adecuadas a los pins correspondientes para cada tipo de EPROMs, en vista que las funciones de algunos pins varían según el tipo y el fabricante. Este problema es todavía mayor cuando se tiene que multiplexar, en el mismo pin, señales digitales y analógicas, ya que estas últimas varían de +12V a +25V.

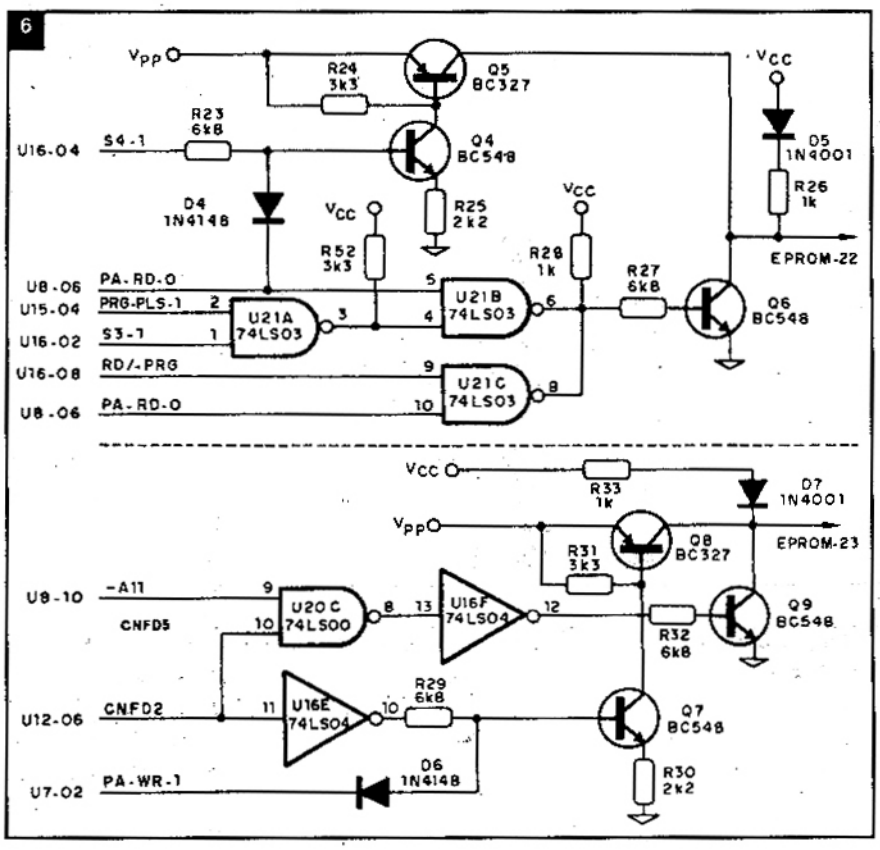
Esto nos obliga a usar circuitos conmutadores a transistores en conjunto con lógicas de multiplexación digitales. Los pins en que la multiplexación tiene que ocurrir, y las señales exigidas, son las siguientes:

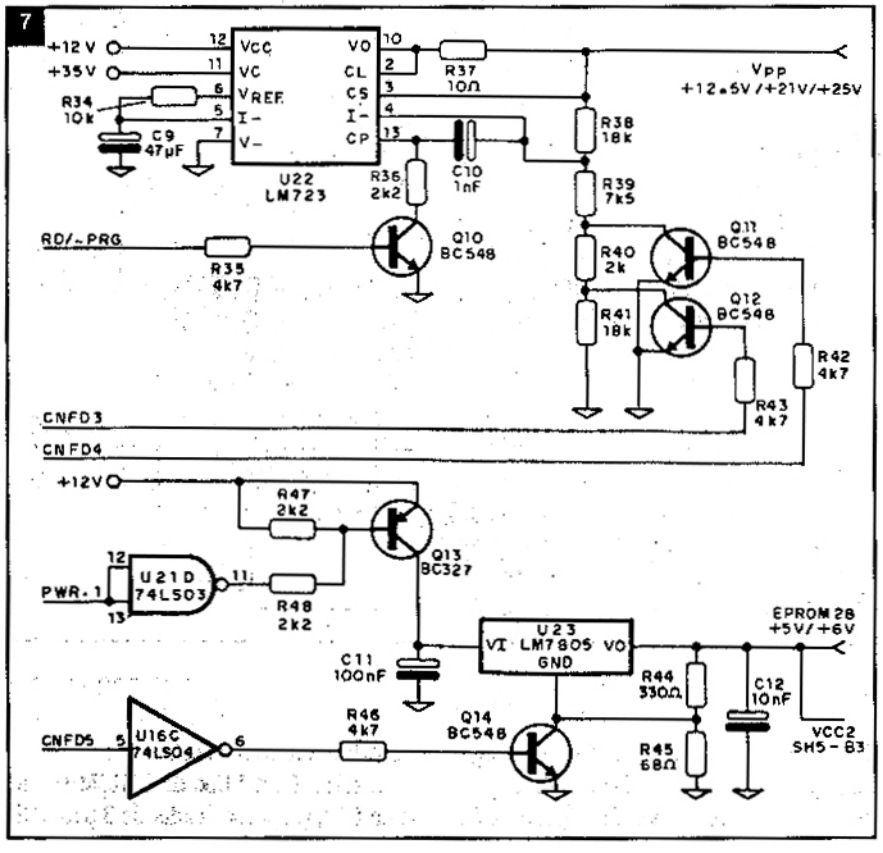
- 01 (EPROM01) - Vpp, Vcc
- 20 (EPROM02) - PRG-PLS-0, PRG-PLS-1, A11, VCC, GND
- 22 (EPROM22) - PRG-PLS-0, VPP, VCC, GND
- 23 (EPROM23) - A11, VPP, VCC, GND
- 26 (EPROM26) - VCC(+5V), A13
- 28 (EPROM28) - VCC(+5V), VCC(+6V)




Observen que estamos refiriéndonos siempre al zócalo de 28 pins. Las EPROMS de 24 pins deben ser colocadas en el zócalo con el pin 12 coincidiendo con el pin 14 del zócalo. VPP es la tensión de grabación, provista por el circuito regulador de las tensiones de grabación. VCC indica señal lógica alta y GND indica el nivel lógico bajo. VCC(+5V) y VCC(+6V) indican respectivamente tensiones de alimentación de la EPROM de 5 V y 6 V. PRG-PLS-0 y PRG-PLS-1, como ya vimos son pulsos de grabación, en nivel TTLÑ.

La selección del tipo de EPROM se inicia en U17, un decodificador de 3 para 8 li-



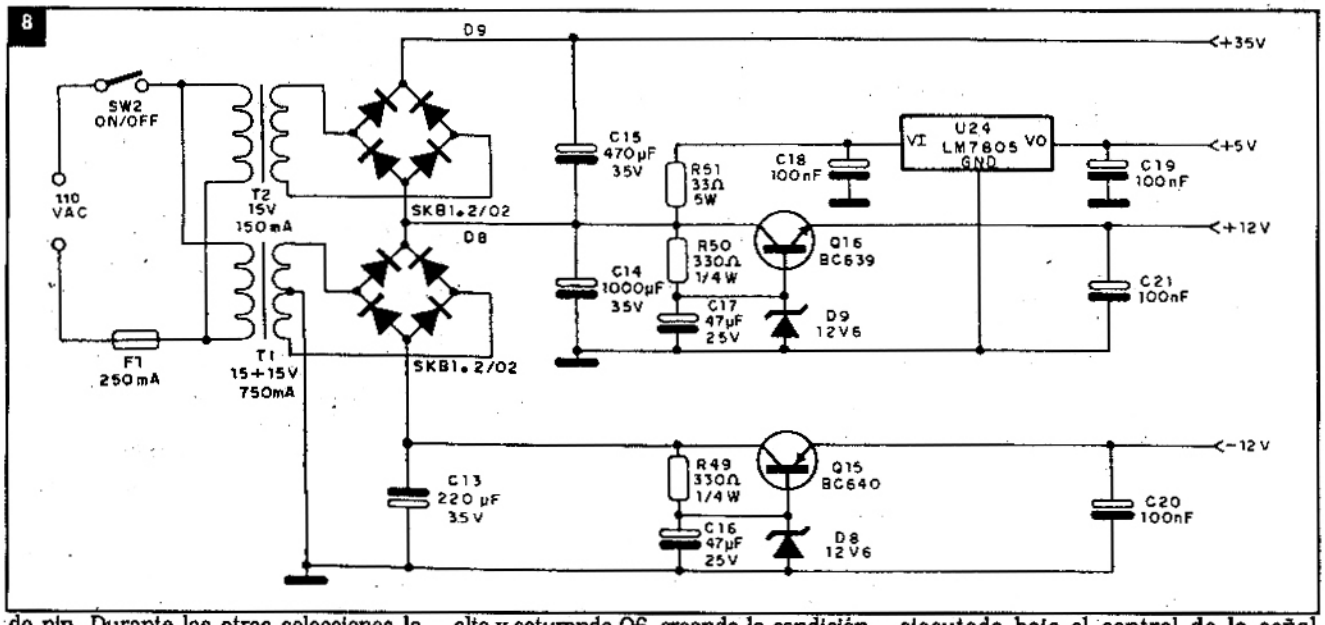

neas 74LS138: Este CI recibe las señales de configuración CNFD0, CNFD1 y CNFD2, proporcionadas por U12. En sus salidas tenemos las señales SO--0 a S7-0, que activan la selección de ocho configuraciones diferentes para los pins citados. Con U16A y U16B creamos las señales complementarias S3-1 y S4-1, necesarias para esta lógica. La multiplexación para el pin 20, que no exige señales analógicas, está dada por las compuertas U18 y U19, activadas por las señales Sn-0 y Sn-1 y condicionadas por las señales PA-WR-1 y PA-RD-1 (figura 5).

Las puertas U18(74LS03) y U19(74LS12) son de colector abierto, de forma que sus salidas pueden ser conectadas juntas en la configuración "Wired-Or". Vamos a analizar el comportamiento de esta lógica en la condición de grabación, o sea, con la señal PA-WR-1 alta. Cuando los bits de configuración seleccionen, por ejemplo, el tipo 3, U18A será habilitado por S3-1, entregando a la salida común (EPROM 20) la señal A11.

Cuando la configuración selecciona el tipo 4, la puerta U19A estará habilitada, entregando en su salida el pulso de grabación negativo (PRG-PLS-1 invertido). Al seleccionar los tipos 1 ó 2, habilitamos la puerta U19B, a través de U20A, entregando al pin 20 de la EPROM el pulso de grabación positivo (PRG-PLS-0 invertido). Las selecciones 5,6 y 7 habilitan U18C, forzando un nivel bajo en la salida. La selección 0 está disponible para nuevas configuraciones. El comportamiento en lectura (PA-WR-1 bajo y PA-RD-1 alto) es bastante más simple, la puerta U18B, activada por PA-RD-1, fuerza la salida al nivel bajo, proporcionando al pin 20 la condición "Chip-Enable" (CE).

Esta situación sólo no ocurre durante la selección del tipo 3, que exige en el pin 20 la señal A11, tanto en grabación como en lectura.

La configuración del pin 26 es simple: durante las selecciones 6 y 7 la puerta U20D es habilitada (a través de U20B), entregando en su salida la señal A13. La salida de la puerta U20B, estando alta durante estas selecciones, corta el transistor Q3, retirando la tensión de +5V del refer-




do pin. Durante las otras selecciones la salida U20B estará baja, inhibiendo la puerta U20D y al mismo tiempo saturando Q3, entregando -5V para alimentar la EPROM. Esta lógica del pin 26 funciona en grabación y en lectura.

En la figura 6 vemos la lógica de selección para los pins 22 y 23. Analizamos primeramente la lógica del pin 22 en grabación (PA-WR-1 = 1). Durante la selección del tipo 3 la señal S3-1 habilita la puerta U21A, que entrega al pin 4 de la puerta U21B la señal PRG-PLS-0.

Estando esta última puerta habilitada por la señal PA-RD-0, que en ese momento está a 1, en su salida tendremos PRG-PLS-1, que aplicado a la base del transistor Q6 será nuevamente invertida, siendo entregada al pin 22 como PRG-PLS-0 (pulso de grabación negativo), que es lo que se espera para esta selección. En la selección del tipo 4, la señal S4-1 satura el transistor Q4, que a su vez satura Q5 y permite que la tensión de VPP sea entregada al pin 22. La misma sirve para garantizar la desconexión de la tensión VPP cuando está en lectura (PA-RD-0 = 0).

Durante las otras selecciones, estando en grabación, la salida de la puerta U21B estará baja, cortando Q6 y permitiendo que el VCC sea entregado, a través de D5, al pin 22.

En lectura, la señal PA-RD-O estará baja, forzando la salida de U21B al nivel alto y saturando Q6, creando la condición de "Chip Enable" (CE), pra EPROM. La puerta U21C tiene por finalidad forzar un nivel bajo en la base de Q6, haciendo que el pin 22 quede alto cuando no se está ejecutando operaciones de lectura o grabación (durante la inicialización, configuración, etc...) inhibiendo así la EPROM.

La lógica 1 para el pin 23 es un poco más simple, en vista que sólo precisa elegir entre el VPP (para selecciones de 0 a 3) y A11 (para selecciones 4 a 7). Para eso la señal CNFD2 habilita la puerta U20C, durante las selecciones 4 a 7, permitiendo que A11, después de las inversiones en U16F y en Q9, sea entregada al pin 23 como A11. La misma señal CNFD2, invertida por U16E, corta el transistor Q7, que a su vez corta Q8, retirando el VPP de este pin.

Cuando no estuviera en grabación, la señal PA-WR-1 estará baja y cortando Q7, impide también que la tensión VPP sea aplicada al pin 23. En las selecciones 0 a 3 CNFD5 está baja, inhibiendo U20C y cortando Q9 al mismo timepo que su complemento, en la salida de U1 6E, satura Q7 y Q8 permitiendo que la tensión de VPP alcance el pin 23.

El pin 1 es conectado directamente al VPP, ya que en lectura el regulador de tensión VPP es inhibido, como veremos más adelante.La conmutación de tensiones para el pin 28 (figura 7), entre +5V y +6V, es ejecutada bajo el control de la señal CNFD5, invertida por U16C, que satura o corta el transistor Q14, variando la salida del regualdor de tensión 7805 (U23) entre +5V y +6V, según CNFD5 esté bajo o alto, respectivamente.

El circuito constituido por U21D y Q13, bajo el comando de PWR-1 controla la alimentación VCC de zócalo de la EPROM, de forma que la misma esté sin tensión VCC al ser colocada o retirada del zócalo.

## Regulador de las tensiones de grabación

Todavía en la figura 7 tenemos el circutio regulador de las tensiones de grabación, VPP. Utilizamos para esta regulación el conocido LM723 (U22), que es normalmente alimentado por la fuente de +12V, pero recibe en VC (pin 11) la tensión de aproximadamente 35V, no regulada, entregada por la fuetne.

Los transistores Q11 y Q12, bajo el comando de las señales de configuración CNFD4 y CNFD3, respectivamente, alteran la relación de muestra de la tensión de salida, permitiendo la elección entre los valores de +12,5V - CNFD4 y CNFD3 bajos, +21V - CNFD3 alto y CNFD4 bajo, y +25V, - CNFD3 bajo y CNFD4 alto.

La función de Q10 es cortar la salida VPP cuadno el aparato no estuviera en

grabación, o sea, con ED/-PRG (inverso de PA-WR-1) alto.

## Fuente de alimentación

La fuente de alimentación del grabador de EPROMS tiene que proporcionar las tensiones de +5V, para la lógica; +12 y -12V, para la interface serial y +35V para generar el VPP (figura 8).

En vista de que resulta difícil conseguir todas esas tensiones con un solo transformador, aunque se puede mandar a bobinar uno especialmete, preferimos utilizar dos transformadores comunes fácilmente encontrables, uno de 15 + 15V x 750mA y otro de 15V x 150mA. Los puentes D8 y D9 rectifican estas tensiones alternas creando dos tensiones de +18V y una de -18V. Como la salida negativa del puente D9 está conectada a la salida positiva de D9 tenemos en la salida de D9, en relación a la tierra, una tensión de aproximadamente +36V, que será entregada a U22 para hacer el VPP. La tensión de +5V es regulada por U24 a partir de los +18V. El resistor de 33ohm en la entrada de U24 sirve para disminuir la tensión que entra en el mismo, evitando una disipación excesiva sobre el regulador. Las tensiones de +12V y -12V, por exigir poca corriente y regulación, son conseguidas a través de los reguladores en serie, estabilizados por zener, constituidos por los transistores Q16 y Q15, respectivamente. Se pueden imaginar muchas variaciones incluso más interesantes para esta fuente, pero lo importante es que la misma provea las siguientes tensiones y corrientes:

+5V x 500mA
+12 x 100mA
-12V x 100mA
+35V x 150mA

De cualquier manera esta fuente fue construída con el material que teníamos a mano, por eso la suma de tensiones para conseguir los +35V.

Por otro lado, un transformador de 35V x 150mA cuesta más barato y es más compacto que uno de 35V x 750mA, y esto debe ser considerado en el montaje final.

## Montaje de grabador de EPROMs

El montaje del prototipo, que ya está en uso hace más de un año, fue ejecutado usando la técnica de "Wire-Wrap". Se utilizó para ello una placa patrón, sólo con perforaciones espaciadas 2,54mm, con las dimensiones de 200 x 100mm. Los circuitos discretos (transistores, diodos, resistores y capacitores) fueron soldados sobre "Dip-plugs" de 16 pins, y después montados normalmente en zócalos de "Wire-Wrap".

## Programación del grabador de EPROMs

El software del aparato, escrito originalmente en GWbasic, para la PC, será presentado, con todas las listas, en el próximo artículo. ✪

# CONOCIENDO LA BOBINA HIBRIDA

Conclusión

Por Aquilino R. Leal

## Transformador diferencial

El transformador diferencial de tres bobinados es un dispositivo bastante antiguo y de mayor aplicación para la interconexión de líneas. El mismo es una red, formada por cuatro pares de bornes, y por lo tanto, es un "octopolo".

A continuación presentamos un estudio sobre octopolos y en especial haremos un estudio sobre el "octopolo diferencial equilibrado" de interés para las comunicaciones.

Considérese una red con cuatro pares de bornes: A-A', B-B', C-C', y D-D', numerados 1, 2, 3, y 4 como muestra la figura 9.

Terminando dos de los pares de bornes con las impedancias imágenes correspondientes, se obtiene un cuadrípulo cuyas impedancias imágenes son las impedancias vistas de las entradas dejadas libres. Con esto se puede obtener, efectuándose todas las combinaciones posibles, seis cuadrípulos como indican las flechas de la figura 9.

Las cuatro impedancias a que nos referimos más arriba se llaman "impedancias imágenes del octopolo". Los pares de bornes son tales que (1, 2) y (3, 4) son llamados "opuestos" y (1, 3), (2, 3) y (3, 4) son denominados "adyacentes" (figura 9).

Un octopolo se denomina diferencial cuando reparte la señal recibida en otras dos direcciones. El octopolo diferencial es denominado "equilibrado" cuando satisface la siguiente condición:

- Alimentando un par de bornes del octopolo por una fuente f.e.m. cualquiera y de impedancia interna igual a la impedancia imagen del par de bornes considerado, y los otros tres pares de bornes estando también terminados por sus impedancias imágenes, ninguna corriente circulará en el par de bornes opuesto a aquel donde es conectada la fuente. La misma condición debe verificarse para los otros dos pares de bornes opuestos.

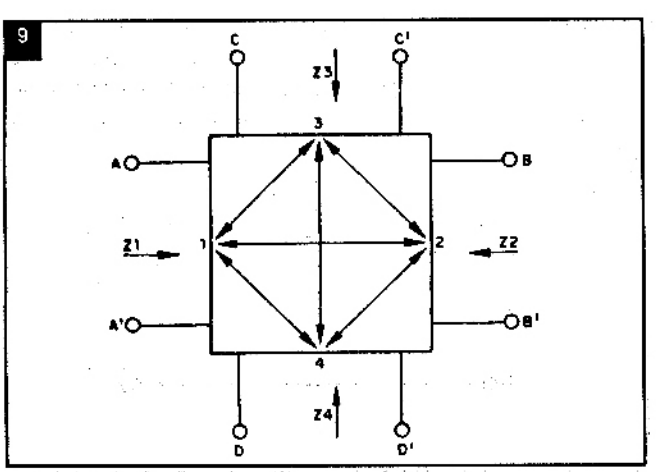
Según lo visto, aplicándose, por ejemplo, una fuente (E, Z1) en el par de bornes 1 (figura 9), habrá transferencia de energía de la fuente (sin reflexión - impedancias adaptadas), y esta energía se reparte en proporciones definidas entre los terminales 3 y 4, siendo que el terminal 2 no recibirá energía y, en consecuencia, no habrá corriente circulando a través del mismo, como muestra la figura 10.

Cuando cualquiera de las impedancias de terminación de un octopolo diferencial difiere de la impedancia imagen correspondiente, el diferencial se denomina "desequilibrado".

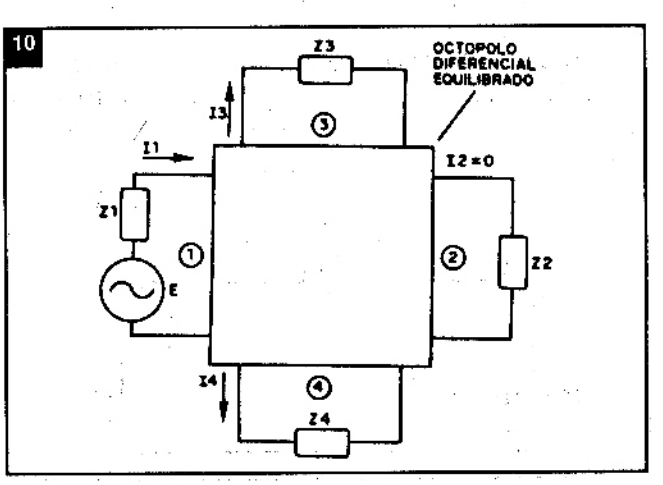
Considérese el octopolo de la figura 11, donde el transformador es ideal y de relación:

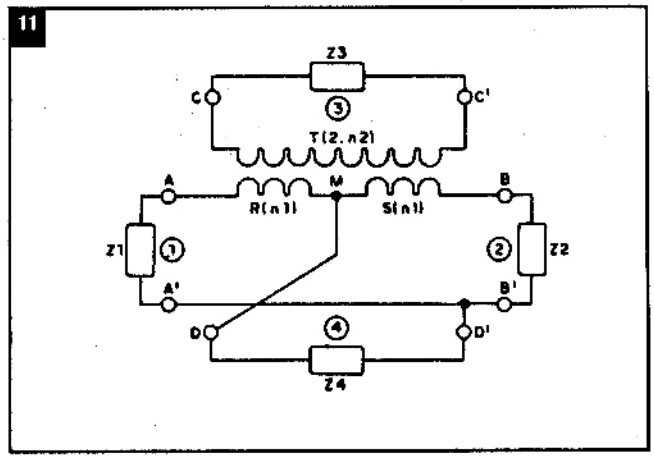
$$N=\frac{2.n1}{2.n2} \quad N=\frac{n1}{n2}$$

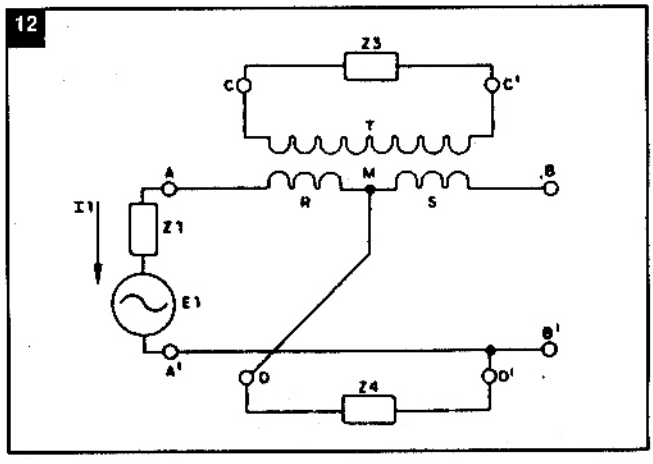
9




10






El transformador en cuestión es construido de modo que se pueda obtener el punto M (medio del bobinado primario); de esa forma se tienen tres bobinados (R, S y T) montados en un mismo núcleo: R y S están en serie aditiva y tienen el mismo número de espiras (n1), mientras T posee 2. n2 espiras - el bobinado T es denominado "lado secundario del diferencial". Cuatro impedancias Z1, Z2, Z3 y Z4 son conectadas a los cuatro pares de bornes.

Aquí se procura obtener las relaciónes que deben satisfacer las cuatro impedancias Z1, Z2, Z3 y Z4 para que el transformador diferencial de dos bobinados sea equilibrado.

Se vio que si una fuente de impedancia interna despreciable es colocada en serie con cualquiera de las cuatro impedancias, se deben verificar un par de condiciones conforme la definición de octopolo diferencial equilibrado:

a) No circular corriente en la impedancia opuesta a aquella con que la fuente está conectada.

b) No haber reflexión de la señal en los bornes de emisión.

Se verá que bajo estas condiciones, la potencia provista por la fuente se reparte igualmente entre las dos impedancias adyacentes -regla de equipartición de energía.

Para encontrar las relaciones entre las impedancias, será colocada, sucesivamente, la fuente en serie con las cuatro impedancias, siempre suponiendo que el transformador es perfecto (resistencia de los bobinados nula).

## 1º caso: fuente en serie con Z1

### a) ausencia de corriente en Z2

Inicialmente se supone que la impedancia Z2 está desconectada (figura 12), entonces no circulará corriente en el bobinado S; la impedancia Z4 y el bobinado R son, por lo tanto, recorridos por la misma corriente I1 - figura 13.

Ocurre que en el bobinado S es inducida una f.e.m. igual a aquella que existe en el bobinado R, ya que R y S están en serie aditiva, tienen el mismo número de espiras y son atravesados por el mismo flujo. La f.e.m. inducida sobre R es igual a la caída de tensión sobre R ya que los bobinados se suponen sin resistencia; con esto el conjunto de los bobinados R y T constituyen un transformador perfecto de relación n1 / 2 . n2 = N/2 y la impedancia Z3 será vista, a través del transformador, con el valor:

$$Z=\left(\frac{N}{2}\right)^2.Z3 \qquad ó$$

$Z = N^2/4 \ . \ Z3$ - ver figura 14

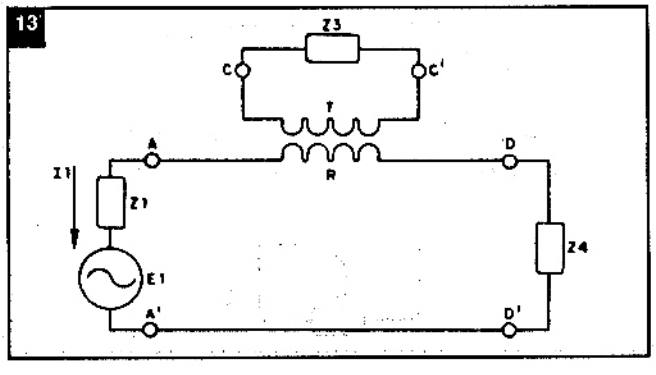
La caída de tensión sobre R será:

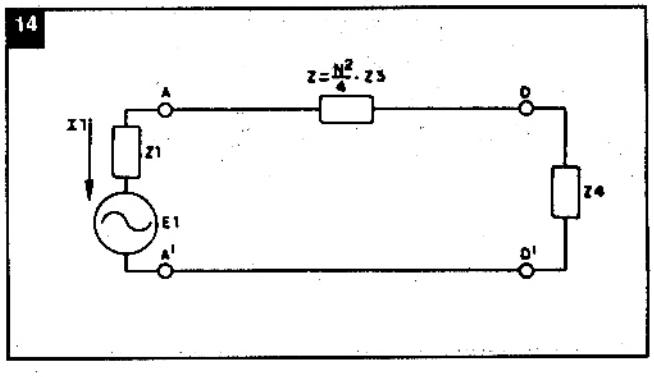
$$V1 = Z \, . \, I1 = N^2/4 \, . \, Z3 \, . \, I1$$

El punto B está así, al potencial - $N^2/4.Z3.I1$ en relación al punto D. Por otro lado, el punto D' (y también B') está al potencial - Z4.I1 en relación a D. Entonces, si se verifica la igualdad

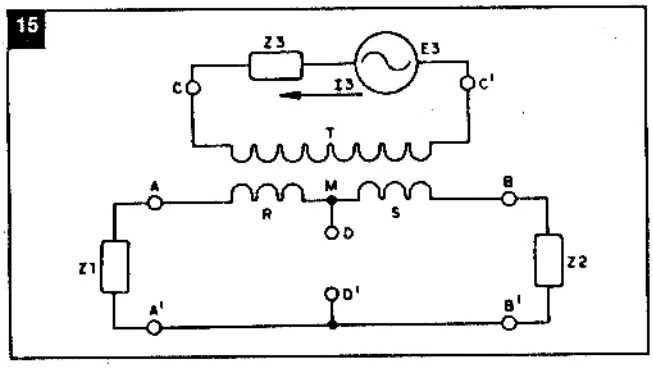
$Z4=N^2 / 4 \ . \ Z3$ (II)

los puntos B y B' serán del mismo potencial y ninguna corriente recorrerá la impedancia Z2 cuando ésta sea reconecta-

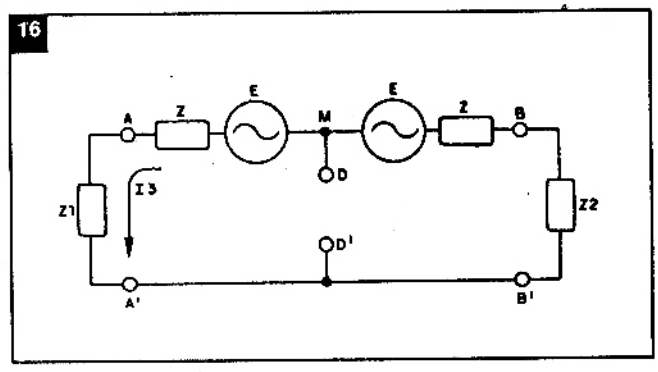


15




16




da, cualquiera sea su valor. La atenuación entre las impedancias opuestas es, entonces, infinita.

### b) ausencia de reflexión en los bornes de salida B-B'.

La relación (II), cuando es satisfecha, implica que la impedancia de entrada en los bornes A-A' del transformador diferencial es, como muestra la figura 14, igual a:

$N^2 / 4 . Z3 + Z4 = 2 . Z4$ debido a la relación (II).

La condición de adaptación en la entrada será, entonces:

$Z1 = 2 . Z4 = N^2 / 2 . Z3$ (III)

y Z2 podrá asumir cualquier valor que no afectará la condición (III).

### c) equipartición de energía

Para estudiar la repartición, sobre las impedancias Z3 y Z4, de la potencia proporcionada por la fuente (E, Z1), es suficiente considerar el esquema simplificado de la figura 10. Las dos impedancias Z y Z4 recorridas por la misma corriente absorben la misma potencia (ya que Z = Z4); pero siendo perfecto el transformador, toda la potencia aplicada entre los bornes A y D se reencuentra integralmente sobre Z3. Entonces, si las relaciones en (III) son satisfechas, la potencia emitida por la fuente se parte igualmente (y sin pérdidas) entre Z3 y Z4.

## 2º caso: fuente en serie con Z2

El razonamiento desarrollado en el primer caso también es válido para éste, debido a la simetría existente, bastando sustituir Z1 por Z2 y R por S.

## 3º caso: fuente en serie con Z3

a) ausencia de corriente sobre Z4

Suponiendo, en primer lugar, la impedancia Z4 desconectada, el circuito del transformador diferencial quedará como muestra la figura 15. La corriente I3 circula sobre el bobinado T induciendo sobre los bobinados iguales, y en serie aditiva, R y S las f.e.m. E iguales y de la misma señal. Aplicando a ese circuito el teorema de Thevenin, se obtiene el circuito equivalente mostrado en la figura 16, siendo Z el valor de la impedancia Z3 vista a través de los transformadores R-T o S-T. Si Z1 = Z2, el montaje es simétrico en relación a D-D' y la corriente I3 que circula será:

$$I3 = \frac{2 . E}{2 (Z1 + Z)} \quad ó$$

$$I3 = \frac{E}{Z1 + Z}$$

La diferencia de potencial entre los terminales D-D' será

E - (Z1 + Z) . I3, o sea nula.

De esta forma si la impedancia Z4 fuera reconectada, cualquiera que sea su valor, ninguna corriente la recorrerá.

La condición de equilibrio del transformador diferencial es, entonces : Z1 = Z2 (IV).

### b) ausencia de reflexión en los bornes de entrada

Ya vimos que si Z1 = Z2 todo pasa como si la impedancia no existiera. El circuito se reduce a un transformador perfecto de relación 2 . n2/2 . n1 = 1/N, alimentado por una fuente de impedancia Z3 que actúa sobre una impedancia Z1 + Z2 = 2 . Z1 ya que Z1 = Z2. Las dos impedancias son adaptadas si

$$Z3 = \frac{1}{N^2} . 2 . Z1 \quad ó$$

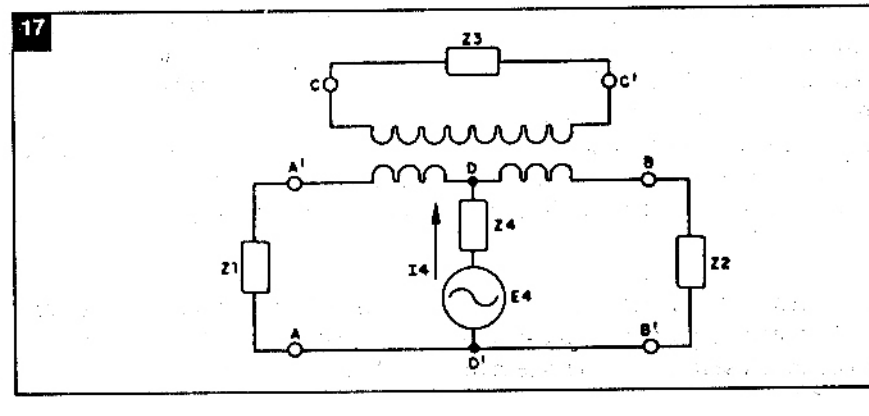
$$Z1 = \frac{N^2}{2} . Z3 \quad (V)$$

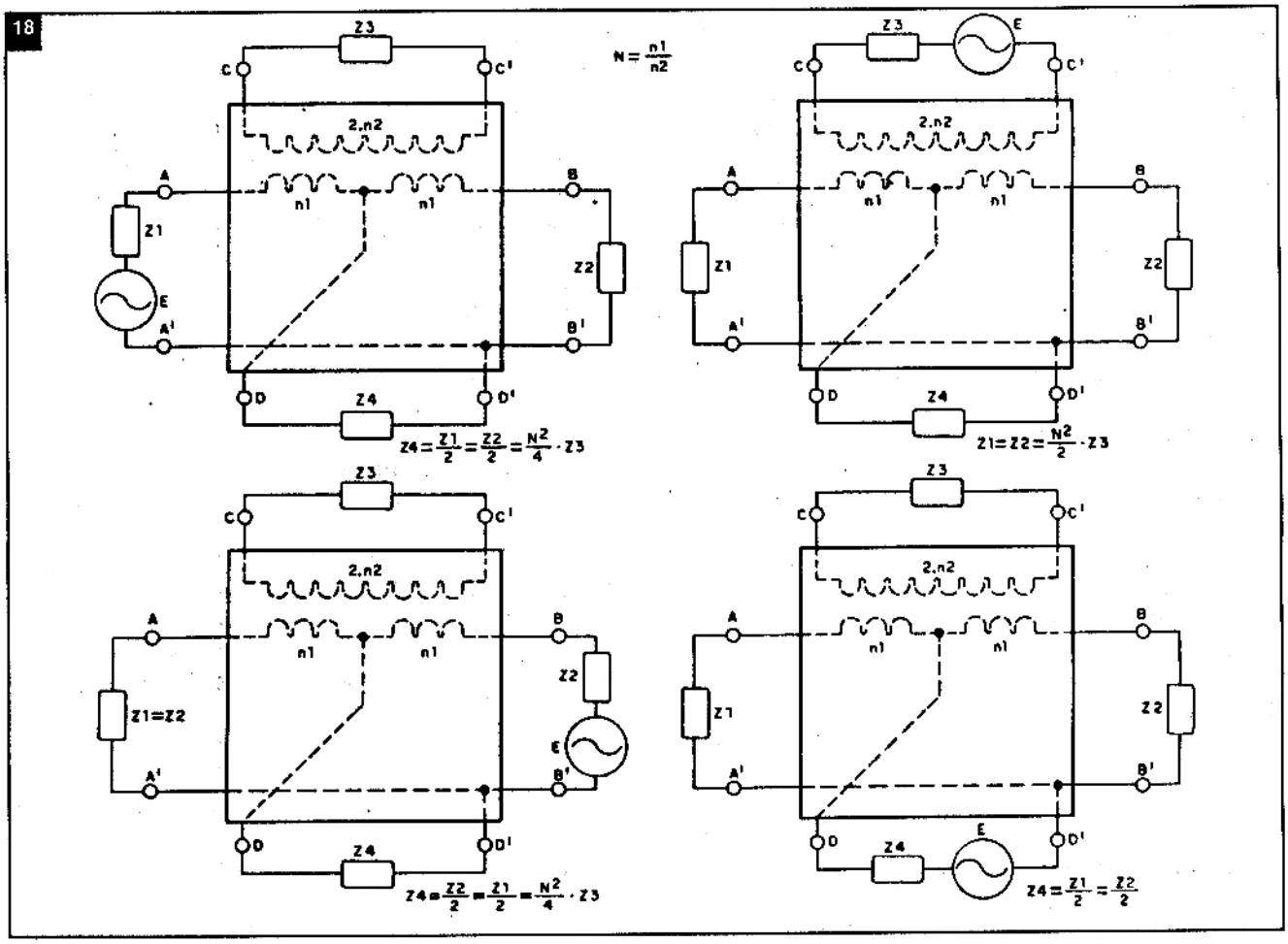
cualquiera sea el valor de Z4.

### c) equipartición de energía

Cuando dos impedancias iguales Z1 y Z2 son recorridas en serie por la misma corriente, la potencia proporcionada por

17






la fuente se reparte igualmente entre las dos.

## 4º caso: fuente en serie con Z4

La figura 17 muestra la fuente (E, Z4) conectada entre los puntos D-D', la que proporciona, en paralelo, energía sobre dos mallas idénticas ya que Z1 = Z2.

La corriente producida por la fuente proporciona a los bobinados iguales R y S dos corrientes iguales y opuestas; el flujo resultante sobre el bobinado T es nulo a pesar de existir una f.e.m. inducida sobre el bobinado y, de esta forma, cualquiera que sea el valor de Z3, no habrá corriente circulando por esa impedancia -los bobinados R y S solamente actúan de esa forma debido a la hipótesis de que los mismos son perfectamente iguales.

La potencia proporcionada por la fuente (E, Z4) se reparte igualmente entre las dos impedancias iguales Z1 y Z2.

La fuente, por otro lado, alimenta una impedancia que es el resultdo del paralelo entre Z1 y Z2, o sea, igual a Z1/2 (o Z2/2) que es adaptada si:

$$Z4 = Z1/2 = Z2/2 \quad (VI)$$

para cualquier valor de Z3.

La figura 18 presenta, en forma resumida, las condiciones de equilibrio del transformador diferencial para todas las situaciones posibles de localización de la f.e.m. E.

Se vio al estudiar las condiciones de equilibrio del transformador diferencial simétrico de dos bobinados, que si:

a) Z1 = Z2, una fuente colocada en serie con Z3 (o Z4) no envía corriente sobre la impedancia opuesta Z4 (o Z3) - figura 18.

b) $Z4 = N^2 / 4 \,.\, Z3$, una fuente en serie con Z1 (o Z2) no envía corriente sobre la impedancia opuesta Z2 (o Z1) - figura 18.

En los dos casos la atenuación entre las impedancias opuestas Z1 - Z2 o Z3 - Z4 es infinita y las potencias recibidas por las dos impedancias adyacentes a la fuente son iguales.

Suponiendo, además de eso, que cada par de bornes de acceso esté adaptado, implica en la relación:

$$Z1 = Z2 = N^2/2 \,.\, Z3 = 2.Z4$$

Se busca, dentro de esas condiciones, establecer la atenuación entre las impedancias adyacentes que también se conoce como "pérdida de inserción". Para eso, se coloca, por ejemplo, la f.e.m. en serie con la impedancia Z1, usando la impedancia Z4 como receptor - figura 10.

Sea A (Z1, Z4) la atenuación medida, entre los pares de terminales 1 y 4 cerra-

dos sobre las impedancias Z1 y Z4 satisfaciendo la condición de adaptación.

Por definición tenemos:

$$A(Z1, Z4) = \frac{1}{2} . \log_e \frac{P1}{P4} N(I) \quad ó$$

$$A(Z1, Z4) = 10 . \log \frac{P1}{P4} dB \quad (II)$$

donde:

P1 - potencia transmitida en los bornes 1

P4 - potencia transmitida en los bornes 4

La equipartición de energía establecida para este caso permite escribir:

P3 = P4 y P3 + P4 = P1 donde:

P4 = P1/2.

Sustituyendo esta última expresión en (I) y (II) tenemos:

$$(I)\ A(Z1, Z4) = \frac{1}{2} \log_e \frac{P1}{P_{1/2}} = \frac{1}{2} . \log_e 2,$$

entonces A (Z1, Z4) = 0,35 neper

$$(II)\ A(Z1, Z4) = 10 . \log \frac{P1}{P_{1/2}} = 10 . \log 2,$$

entonces A (Z1, Z4) = 3 decibeles

Obs.: 1N = 0,115 dB

Este valor es la "atenuación imagen" A14 del octopolo.

El resultado obtenido expresa, simplemente, la equipartición de energía establecida para los diversos casos. No es necesario, por lo tanto, hacer una verificación para todas las atenuaciones Aij ya que P1 representa la potencia total que la fuente proporciona al diferencial sobre una impedancia igual a su impedancia interna. Toda esa potencia es entregada integralmente sobre el conjunto de las dos impedancias adyacentes entre las cuales la misma se divide integralmente. En cada una de ellas la potencia dispensada es, entonces, la mitad de la potencia entregada por la fuente al diferencial y es precisamente esta potencia, la que representa el denominador de Aij (en el ejemplo visto corresponde a P4). La relación Aij = 3 dB también indica que el rendimiento aparente entre dos impedancias adyacentes es de 50%.

En la práctica no se consigue tener un transformador perfecto y esto introduce otras pérdidas (en consecuencia de las resistencias de los bobinados, antes consideradas nulas y corrientes de fuga). De ahí que el valor de la pérdida de inserción sea, en la práctica, del orden de 3,5 a 4,5 dB.

Un transformador diferencial simétrico de tres bobinados, terminado sobre impedancias Z en 1 y 2,2 . $Z/N^2$ en 3 (con N = n1/n2) y Z/2 en 4, se considera "equilibrado" según lo establecido anteriormente. La figura 19 muestra las relaciones existentes.

Esas cuatro impedancias son sus impedancias imágenes y el transformador goza de las siguientes propiedades:

- tiene atenuación infinita entre impedancias opuestas: no hay potencia transmitida - rendimiento nulo.

- tiene atenuación de 3 dB entre impedancias adyacentes: transmite 50% de la potencia - rendimiento 50%.

- es adaptado, bajo el punto de vista de las impedancias, en sus cuatro pares de bornes de acceso.

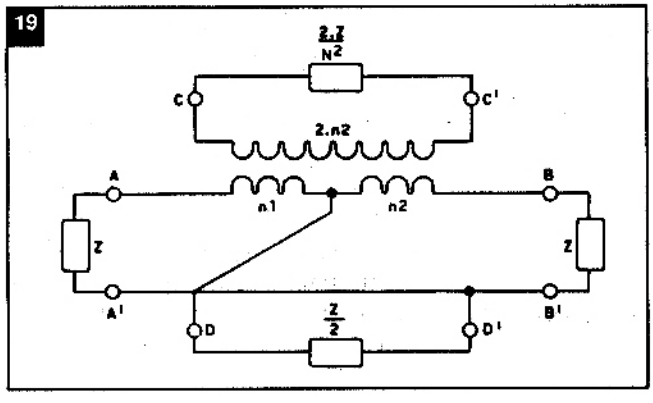
El transformador es considerado "desequilibrado" si por lo menos una de las cuatro impedancias, que están conectadas a él, no presenta el valor previsto para las condiciones de adaptación - figura 19.

Será examinado el caso más simple y más importante en la práctica, donde el desequilibrio está situado sobre Z1 que corresponde a la impedancia de la línea bifilar.

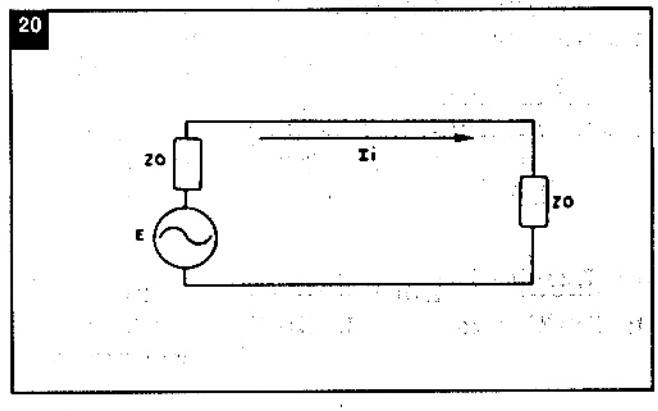
Si, por ejemplo, se conecta una línea a los bornes 1 será necesario, para equilibrar el diferencial, conectar a los bornes 2 (opuestos a los bornes 1), una red que tenga la misma impedancia que la línea y, con esto, se estará equilibrando el sistema. Pero, en la práctica, las impedancias de las líneas jamás son perfectamente regulares, presentando variaciones relativamente acentuadas. Es evidentemente antieconómico reproducir esas variaciones dentro del equilibrio; se busca entonces, un valor de Z2 que se acerque al máximo de la media de los valores de Z1. Entonces, para una línea dada y para una determinada frecuencia, la impedancia Z1 de la línea diferirá ligeramente de la impedancia Z2 de la red de equilibrio conectada a los bornes 2. Esta diferencia entre las dos impedancias producirá una reflexión de la señal transmitida de Z1 a Z4, dando origen al eco - la parte de la señal transmitida que retorna es la pérdida de retorno que será el tema de las próximas líneas.

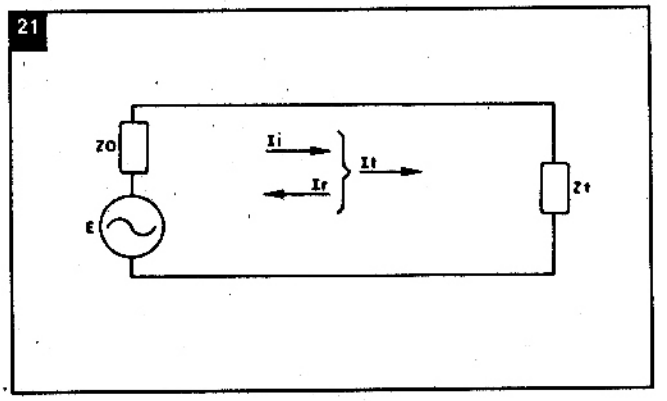
Se sabe que si en un circuito las impedancias están perfectamente adaptadas, la potencia transmitida en un extremo es recibida integralmente en el otro extremo, figura 20. Pero al existir irregulari-

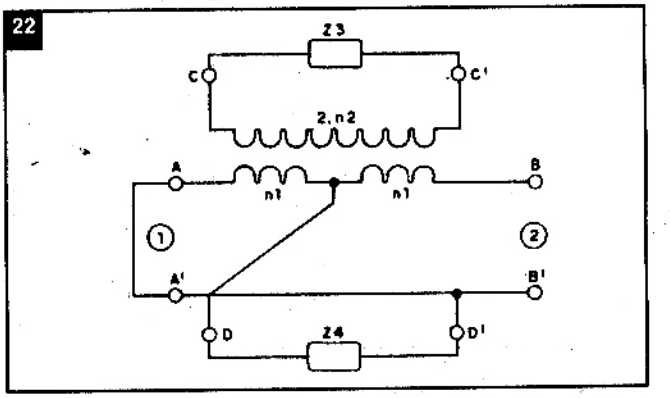
19




20






dades de impedancia, parte de la señal transmitida es reflejada y retorna al punto de transmisión, produciendo eco, figura 21.

De la figura 20 tenemos:

$$Ii = \frac{E}{Zo + Zo} \Rightarrow Ii = \frac{E}{2.Zo} \qquad (I)$$

De la figura 21:

$$It = Ii + Ir \Rightarrow Ir = It - Ii$$

También del circuito de la figura 21 podemos escribir:

$$It = \frac{E}{Zo + Zt} \qquad (II)$$

El "coeficiente de adaptación", que se caracteriza por la diferencia entre las dos impedancias, es Ir/Ii y expresa el grado de reflexión, o bien:

$$\frac{Ir}{Ii} = \frac{t - Ii}{Ii}$$

Sustituyendo (I) y (II) en esta última ecuación, vemos;

$$\frac{Ir}{Ii} = \frac{\frac{E}{Zo + Zt} - \frac{E}{2.Zo}}{\frac{E}{2.Zo}} = \left(\frac{1}{Zo + Zt} - \frac{1}{2.Zo}\right) =$$

$$= .2.Zo$$

$$\frac{Ir}{Ii} = \frac{2.Zo - Zo - Zt}{(Zo + Zt).2.Zo} .2.Zo \Rightarrow \frac{Ir}{Ii} = \frac{Zo - Zt}{Zo + Zt}$$

La pérdida de retorno es definida por:

$$P.R = 10 - .\log \left|\frac{Ii}{Ir}\right|, \text{ en dB luego:}$$

$$P.R = 20 - \log \left|\frac{Zo - Zt}{Zo + Zt}\right| dB \qquad (VII)$$

Por lo tanto, una adaptación perfecta de las impedancias (Zo = Zt) significa reflexión nula y pérdida de retorno infinita que es la condición ideal. En la práctica no se consigue obtener esa condición entre la red bifilar y la red de equilibrio, debido al alto costo que ésta tendría.

En el transformador diferencial desequilibrado (caso real) también hay que considerar la pérdida transhíbrida. Colocando en serie con Z3 (o Z4) una fuente, la corriente sobre la impedancia opuesta Z4 (o Z3) no será nula y la energía no se repartirá igualmente entre Z1 y Z2 como ocurre con el transformador diferencial equilibrado. Por lo tanto, la atenuación entre los pares de bornes opuestos 3 y 4 será infinita. El pasaje de corriente de Z3 a Z4 será designada por un valor de atenuación compuesta A (Z3, Z4) en el cual se supone el transformador adaptado, o sea, satisfaciendo la ecuación (III) con Z1 ≠ Z2.

Por definición:

$$A(Z3, Z4) = A(2,4) + A(3,2) + 20 . \log \left|\frac{Z1 + Z2}{Z1 - Z2}\right| \qquad (VIII)$$

Pero:

A (2,4) = A (3,2) = 3 dB - pérdida de inserción; entonces:

$$A(Z3, Z4) = 20. \log \left|\frac{Z1 + Z2}{Z1 - Z2}\right| + 6\,dB \qquad (IX)$$

Por lo tanto, la atenuación compuesta (pérdida transhíbrida) entre dos impedancias opuestas Z3 y Z4, del transformador diferencial desequilibrado en Z1 y Z2, es igual a la pérdida de retorno entre Z1 y Z2, aumentada en 6dB -el doble de la pérdida de inserción.

En la práctica la relación de arriba no se verifica debido a factores que no fueron considerados en la deducción de la expresión, tales como: la resistencia de los bobinados del transformador, capacitancia entre bobinados, tolerancia de los valores de los componentes, corrientes de fuga, etc. además de que los bobinados R y S (ver figura 11), en la práctica, no son rigurosamente iguales, y esto influencia bastante en la pérdida de retorno. En la práctica se verifica la siguiente relación:

pérdida transhíbrida ≅2 (pérdida de retorno + 2 . pérdida de inserción) (X)

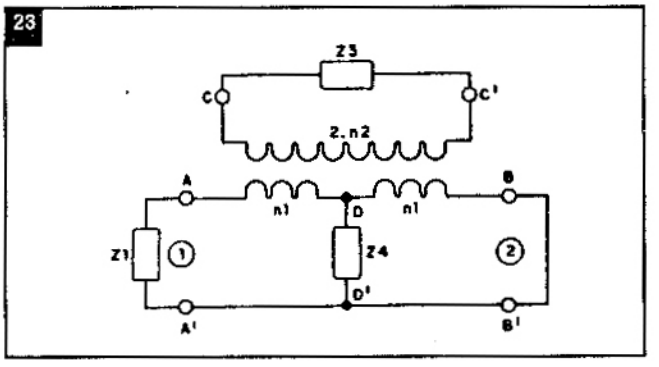
Además de los casos de desequilibrio analizados hay que considerar los siguientes:

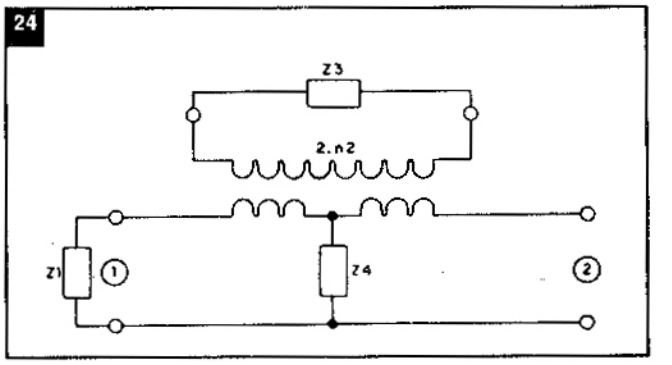
## 1º) Z1 en cortocircuito y Z2 en circuito abierto

El esquema del transformador diferencial de dos bobinados se reduce, en este caso, a un transformador perfecto de relación n 1/2 . n2 = N/2 entre las impedancias Z4 y Z3, tal que:

Z4 = N2/4 . Z3, o sea Z4 y Z3 adaptadas - figura 22.

Entonces:




A(Z3, Z4) = 0dB y, en consecuencia:

P.R. = - 6dB de acuerdo con (IX).

Invirtiendo las conexiones, o sea, Z1 abierto y Z2 en cortocircuito, se obtiene el mismo resultado, pero la fase de la corriente sobre la impedancia de recepción será invertida - desfasaje de $\pi$ en relación al caso visto.

## 2º) Z1 normal y Z2 en cortocircuito

En este caso, como:

$Z2 = 0$ y $P.R. = 20.\log \left|\frac{Z1 + Z2}{Z1 - Z2}\right|$ tenemos

$$P.R. = 20.\log\left|\frac{Z1 + 0}{Z1 - 0}\right| = 20.\log 1 = 20.0$$

P.R. = 0dB

Además:

A (Z3, Z4) = P.R. + 6dB - ecuación (IX)

luego:

A(Z3, Z4) = 0 + 6dB = 6 dB

entonces:

pérdida transhíbrida = 6dB

La figura 23 muestra el circuito del diferencial, para este caso.

En el caso, la inversión de las conexiones (Z1 en cortocircuito y Z2 normal) apenas influirá en la fase de la impedancia de recepción que será invertida.

## [3º) Z1 normal y Z2 en circuito abierto.

El circuito del diferencial para este caso es el que se ve en la figura 24.

En este caso la pérdida de retorno se expresa como

$$P.R. = \lim_{Z2 \to \infty} 20.\log \left|\frac{Z1 + Z2}{Z1 - Z2}\right|$$

ya que el valor de Z2 es infinito.

Considerando que lim log = log lim, tenemos:

$$P.R. = 20.\log \lim_{Z2 \to \infty} \left|\frac{Z1 + Z2}{Z1 - Z2}\right|$$

Este límite conduce a una indeterminación del tipo que puede ser levantada aplicando la regla de L'Hopital: derivando el numerador y denominador en relación a Z2:

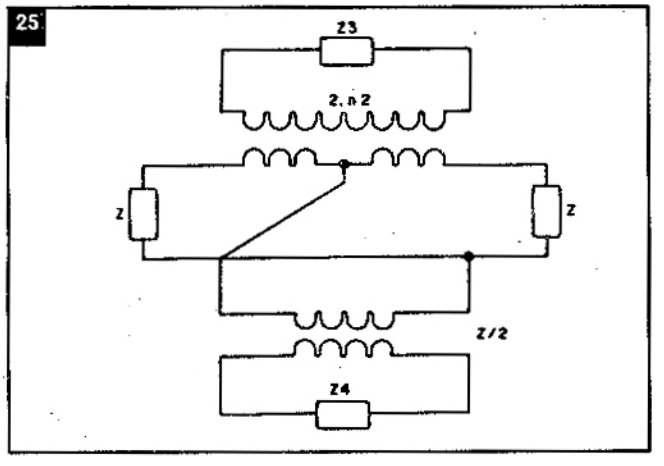
$$\lim_{Z2 \to \infty} \left|\frac{Z1 + Z2}{Z1 - Z2}\right| = \lim_{Z2 \to \infty} \left|\frac{0 + 1}{0 - 1}\right| = 1$$

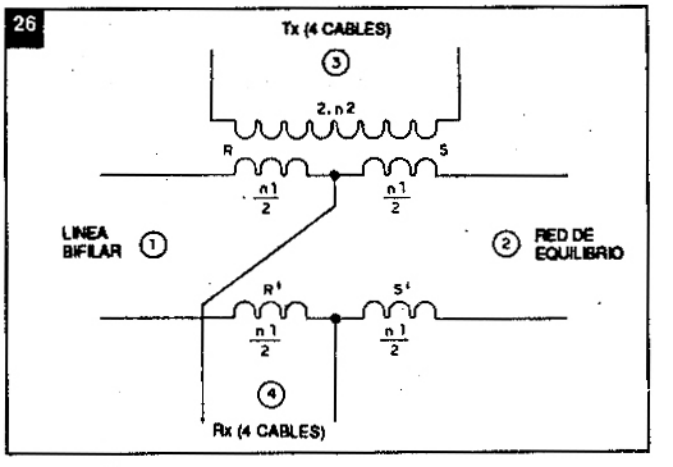
Entonces:

P.R. = 0dB

Este resultado conduce a la misma conclusión del caso anterior, o sea: pérdida transhíbrida = 6dB.

La situación más general es cuando el diferencial es terminado por cuatro impedancias cualesquiera, de misma fase pero satisfaciendo las condiciones de adaptación (apareamiento); bajo estas condiciones será necesario intercalar, entre tres de las impedancias, un transformador con relación de espiras tal que pueda con-



ducirlas a su valor de adaptación. En la práctica se tiene generalmente Z1 = Z2 = Z, y con esto Z3 será reconducida al valor de adaptación 2 . Z/N , al elegir la relación de transformación del transformador diferencial de tal modo que:

$$N = \sqrt{\frac{2.z}{Z3}}$$

Será preciso un transformador suplementario para reconducir Z4 al valor de Z/2; su relación de transformación será igual a:

$$N = \sqrt{\frac{Z}{2.Z4}}$$

calculado en el sentido de Z para Z4.

Con eso se obtiene el circuito de la figura 25.

## Transformador diferencial de tres bobinados

Los transformadores diferenciales usados en la práctica como dispositivos híbridos son, generalmente, de tres bobinados, estando el bobinado primario repartido sobre dos cables como ilustra la figura 26.

Estos tipos de transformadores diferenciales son de construcción más simétrica y mejor equilibrados; los tres bobinados son bobinas del mismo núcleo y los bobinados R, S, R' y S' son idénticos y montados en serie aditiva, cada uno de ellos con n 1/2 espiras.

El transformador diferencial de tres bobinados es, absolutamente, idéntico al de dos bobinados y goza de las mismas propiedades.

Existen, también, otras formas de transformadores diferenciales, pero son poco usados.

## Dispositivo a resistencia

Los dispositivos híbridos pueden ser constituidos por elementos resistivos dispuestos en la forma de un puente de Wheatstone.

La figura 27 ilustra el esquema de un dispositivo a resistencia, a pesar de que en la figura 28 se puede observar mejor la configuración del puente.

Considérese una señal aplicada a los terminales de recepción del dispositivo suponiendo que los valores, tanto de R1 como de R2, sean iguales a las resistencias de la línea de 2 cables y de la red de equilibrio (los valores de R1 y R2 serían, normalmente de 600Ω). En los terminales la potencia de la señal se divide pasando por R1 y la red de equilibrio y la otra mitad por R2 y la línea bifilar.

Como los puntos C y D se encuentran a un mismo potencial, no fluirá corriente en la rama de transmisión; además de eso, como se pierde la potencia que se disipa en las resistencias y en la red de equilibrio, la línea bifilar recibe solamente 1/4 de la potencia total de la señal o en otras palabras: un dispositivo híbrido, la resistencia posee una pérdida mínima de 6dB (10 . log 4) cuando todas las ramas del puente son iguales.

Para la transmisión en el sentido opuesto, se supone que se aplica una señal a los terminales de la línea bifilar (figuras 27 y 28); la potencia de la señal se divide igualmente entre los terminales de transmisión y recepción y sus correspondientes resistores R1 y R2. Por el circuito de equilibrio no circula corriente porque los puntos B y D se encuentran a un mismo potencial. Teniendo en cuenta que la parte de la señal aplicada a los resistores y la rama de transmisión se pierde por disipación, la rama de recepción del dispositivo solamente llega una cuarta parte de la potencia y la pérdida mínima posible es, también, de 6dB.

Cuando se consideró la señal aplicada a los terminales de recepción del dispositivo se admitió que R = R2, pero ésta no es la única condición para el equilibrio del híbrido: basta que el producto de las resistencias R1 y R2 sea igual al cuadrado del valor nominal de la impedancia de la híbrida.

Expresado en términos matemáticos:

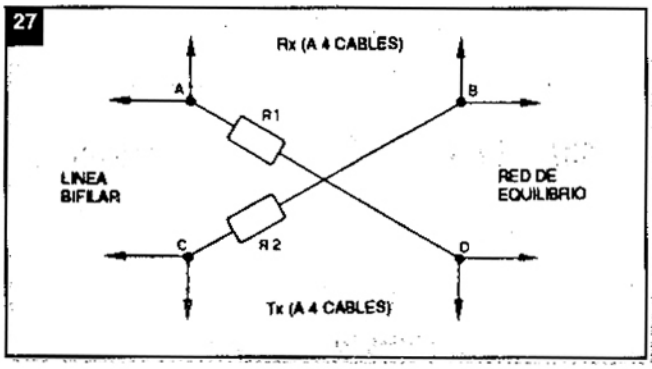
$Zo2 = R1 . R2$

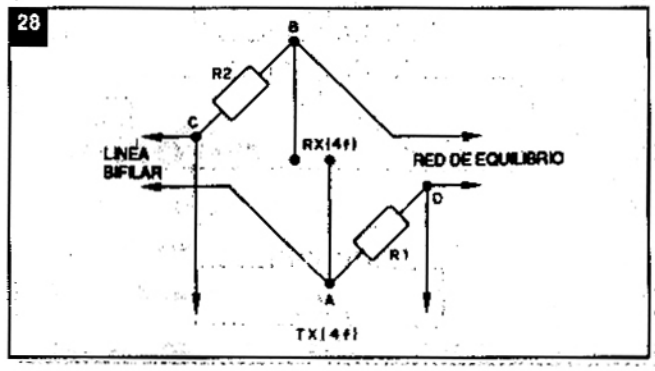
Se puede entonces llegar a la conclusión que, reduciendo R1 y aumentando R2 de forma de mantener el producto R1 . R2, constante, la pérdida en un sentido sería menor que 6dB, pero en el sentido opuesto esta pérdida sería más elevada.

Con eso sería, por ejemplo, mejorada la transmisión en un sentido, con un consiguiente perjuicio en la transmisión en sentido opuesto; este razonamiento también es válido para el transformador diferencial.

## Comparación de dispositivos a resistencia y a transformador

La decisión de emplear uno u otro tipo de híbridos, en un circuito de comunicaciones, depende de innumerables factores. Por ejemplo, si el circuito funciona en frecuencias superiores a algunos megahertz, no es conveniente utilizar el trans-



formador diferencial, debido a factores como capacidadentre bobinados y la pérdida en el entrehierro (si fuera el caso) del núcleo, que restringen, en alto grado su rendimiento en esa gama de frecuencias. A cambio, los híbridos a resistencia casi no sufren influencias, por lo menos hasta que se alcanza la banda de las microondas; en esta última banda se utilizan acopladores híbridos especiales.

Por otro lado, al utilizar híbridas en una conexión de repetidores de frecuencia de voz, seguramente se exigiría el transformador diferencial, por la simple razón de que su pérdida es mucho menor a la de la unión a resistencias. Con un dispositivo a resistencia de cada lado de un punto de repetición de una línea bifilar, la pérdida de transmisión aumentaría de 6dB, lo que equivale a aproximadamente 120 km adicionales de línea abierta.

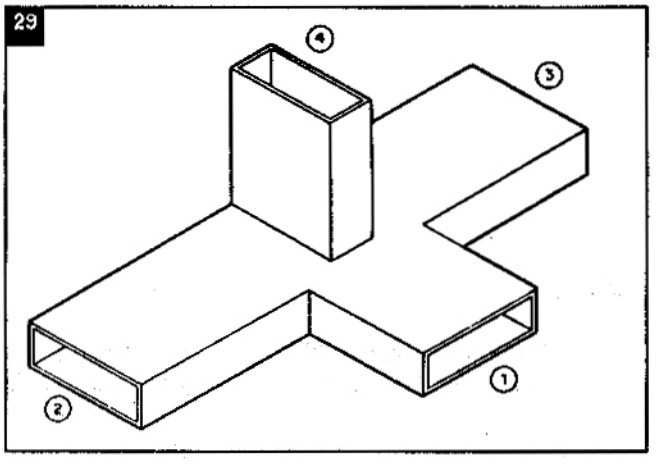
Cuando el peso y tamaño de los dispositivos híbridos constituyen problema, las uniones híbridas a resistencias son más ventajosas que los transformadores que, debido a su núcleo de hierro (si ése es el caso), son más pesados y voluminosos que los resistores. El costo es otro factor que influye en la elección de la híbrida: la de resistencias es más económica que la de transformador, pero su pérdida es más elevada. Por lo tanto, en muchos casos, se debe comparar los costos de tales dispositivos con el provecho de mayor ganancia.

## Acoplador híbrido

El acoplador híbrido (o "T mágica") es un dispositivo ampliamente utilizado en la radiotransmisión por microondas (M.O.) y tiene, generalmente, la forma de T que muestra la figura 29. Este dispositivo posee elevado aislamiento (alta pérdida) entre brazos opuestos y baja pérdida entre brazos adyacentes. Al aplicar una señal de entrada en el brazo 4 (figura 29), se producen señales de valores iguales a un módulo e invertidas en fase en los brazos 2 y 3, pero no se produce ninguna señal en 1. Con una señal entrando en el brazo 1, aparecen señales iguales y dentro de fase, en los brazos 2 y 3, pero ninguna señal en el brazo 4.

Concluimos así con esta serie de artículos sobre la bobina híbrida.

29



# LOS CRISTALES LIQUIDOS

Conclusión

***En la primera parte de este artículo nos ocupamos principalmente de las bases teórico-prácticas de los cristales líquidos y de su aplicación como display en numerosos aparatos electrónicos. En esta segunda parte trataremos de analizar el uso específico de los cristales líquidos en televisión.***

Por Egon Strauss

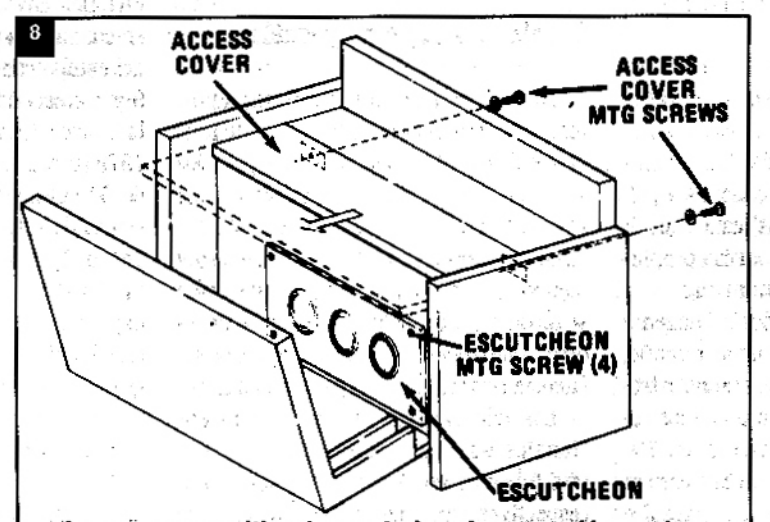
## 5) Del display digital a la pantalla de televisión

En el display típico se utiliza la configuración clásica de los 7 segmentos, tal como vimos en la figura 4 de la primera parte. Esto significa que estamos frente a una construcción que usa pocos elementos activos (los siete segmentos) y donde cada uno de estos elementos posee una superficie relativamente grande del orden de varios milímetros. Esta construcción involucra pocos componentes activos y es de realización relativamente sencilla dentro de la tecnología y la complejidad de los cristales líquidos.

En la aplicación de los cristales líquidos como pantallas de televisión, estas exigencias cambian en forma espectacular. La unidad de la imagen de televisión es el pixel que es un elemento de imagen. En una imagen de televisión de unas 500 líneas activas y con una relación de aspecto de 3 a 4 (altura por ancho), la cantidad de elementos de imagen que contiene cada cuadro es la siguiente: $Q = a^2 \times 4/3 = 333000$ aproximadamente, donde "Q" es la cantidad de pixels y "a" es la cantidad de líneas. Se observa que de una cantidad de 7 segmentos activos que no pasan de 70 en total para una indicación de un número de 10 dígitos, se salta de repente a una cantidad de varios centenares de miles de elementos activos que se necesitan para formar la imagen de televisión. Si además tomamos en cuenta la reducción del tamaño de cada elemento activo para transformarlo en un pixel y que cada pixel debe tener una excitación individual propia, llegamos a la conclusión que la tarea de diseño y construcción ha sido realmente enorme.

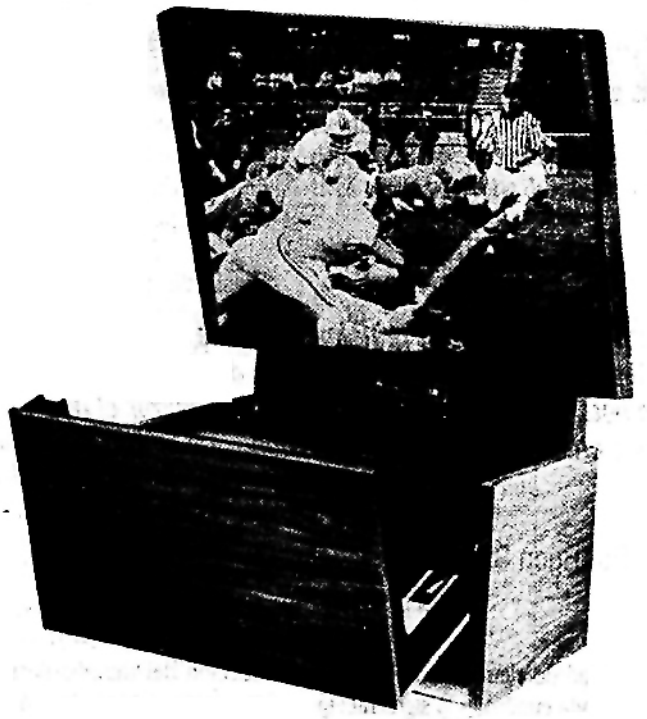
La base de los paneles de cristales líquidos para televisión son transistores de película delgada (THIN FILM TRANSISTOR = TFT) que están dispuestos en una red del tipo de una matriz. Cada uno de estos transistores funciona en conjunto con un cristal líquido de dimensiones y ordenamiento similar, lo que produce los cambios necesarios para lograr la modulación de la luz que atraviesa esta matriz activa de transistores y cristales líquidos. Para una imagen en blanco y negro se usa un panel de cristales líquidos y TFT con una fuente de iluminación ubicada en la parte posterior del panel. La luz que atraviesa este panel será entonces modulada con la señal de video aplicada a los TFT y con

8



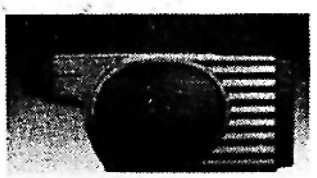

*Aspecto esquemático de un televisor de proyección con tres tubos de imagen (1978).*

9



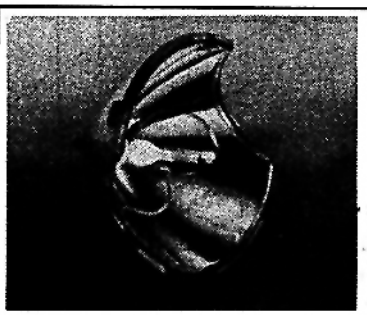
*Aspecto del mismo equipo en funcionamiento.*

10



*El modelo de proyección XV-100 de Sharp (1990).*

11



*La lámpara de halógenos metálicos.*

una fuente de luz blanca se obtiene una imagen en blanco y negro. Existen también modelos que usan paneles sin iluminación interna y sólo reflejan la luz del ambiente, en forma similar a lo que ocurre en el display digital. La imagen es entonces más luminosa cuanto más luminosa y fuerte sea la iluminación del ambiente.

Se puede calcular que con este tipo de display se logran unos 90.000 pixels, aproximadamente, lo que por cierto no es una resolución muy elevada. Sin embargo, en las pantallas LCD de unas 2 a 4 pulgadas (50 a 100 milímetros) esta falta de resolución es compensada por las propias imperfecciones de la vista humana.

Cuando se trata de producir imágenes en color, siempre en el mismo tamaño, para visión directa, es necesario usar tres paneles que responden cada uno a los colores primarios aditivos usados en TV-Color, el rojo, verde y azul. En este caso se produce una mejora notable en la resolución final, al existir un total de 3 x 90.000 = 270.000 pixels, aproximadamente, lo que equivale a una resolución de unas 450 líneas. Un principio similar, la proyección de la imagen a través de tres fuentes de iluminación en los tres colores primarios, es usado en la mayoría de los televisores a proyección, como veremos a continuación.

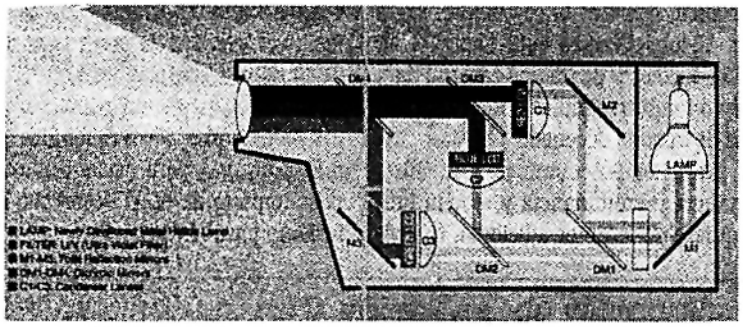
## 6) Televisores de proyección

La base de todos los televisores a proyección es una fuente de luz capaz de irradiar suficiente energía lumínica para lograr que una pantalla u otra superficie adecuada que intercepte esta energía lumínica, produzca una imagen luminosa y bien visible en colores. En todos los casos se modula el haz de luz con la señal de video, luminancia y crominancia, en la secuencia correcta para lograr esta imagen.

Los televisores a proyección convencionales usan para su funcionamiento tres tubos de imagen, cuyos fósforos son, respectivamente, rojo, verde y azul. En la figura 8 vemos en forma esquemática un televisor de proyección convencional que posee los tres tubos de imagen de proyección, cada uno con un diámetro de 5 pulgadas (125 mm). La excitación de estos tres tubos se realiza con señales R, V, A, como si fueran simplemente los cañones individuales de un tubo tricromático convencional. Esto facilita desde luego las soluciones circuitales de estos televisores, en cuanto a la parte de la señal. El aspecto del equipo completo lo vemos en la figura 9 y corresponde al modelo PR6800QW de la marca Quasar. Este modelo del año 1978 brinda una imagen con una diagonal de 60 pulgadas (1,52 metros). Las dimensiones de este modelo eran de 1,30 m de ancho, 1,68 m de altura y 1,24 m de profundidad (abierto) y 0,68 m de profundidad (cerrado). La resolución de la imagen en televisión era de 320 líneas. Con videograbador era menor.

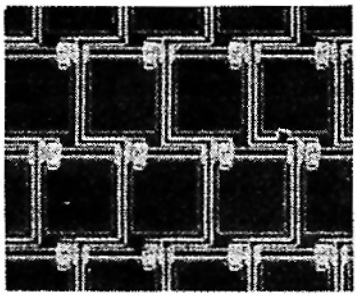
Todo esto ha cambiado en forma total y absoluta con el televisor de proyección de Sharp, modelo XV-100 que vemos en la figura 10. Por lo pronto, las dimensiones de este equipo son de 251 x 253 x 594 milímetros, apenas el tamaño de un televisor

12




*Corte transversal del proyector XV-100.*

13



*Detalle de los paneles LCD con TFT.*

convencional de 16 pulgadas, con un peso total de 14 kg.

Este televisor de proyección parte de una premisa completamente distinta que los televisores de proyección anteriores a este modelo. En los televisores de proyección convencionales nos encontramos con el hecho que la fuente de luz y el modulador de luz, son un solo elemento, el tubo de imagen de proyección. En cambio en el equipo con LCD se utiliza una lámpara halógena del tipo de unidad sellada como fuente de luz y en forma completamente independiente se usan los paneles de LCD como moduladores de la luz producida por esta lámpara. Este sistema de la separación de funciones es el que se usa en el cine, donde una poderosa fuente de luz de arco voltaico o similar está separada de la película que es el modulador de esta luz. En la figura 11 vemos la lámpara halógena especial que tiene una potencia de 150 watt con una tensión de trabajo de 80 volts y está provista de un reflector que concentra la energía luminica emitida por el filamento en una atmósfera gaseosa de alta presión.

La temperatura de color de esta lámpara es de 9000°K (grados Kelvin), lo que corresponde al color blanco azulado de la luz del día, propio también de los tubos fluorescentes de esta característica. También la mayoría de los receptores de TV-color reproducen el color blanco con esta tonalidad. El lector recordará que los televisores monocromáticos tenían un color blanco más rojizo, correspondiente a una temperatura de color de unos 6550°K. El color blanco de 9000°K corresponde también a la luz diurna con cielo azul, sin nubes y sol brillante.

Completamente separado de la lámpara se encuentran el sistema óptico y los paneles de LCD. En la figura 12 vemos este aspecto. La luz de la lámpara es reflejada por el espejo M1 que la conduce a la cámara de los espejos dicroicos, DM1, DM2, DM3 y DM4. Un espejo dicroico tiene la doble función de espejo y de filtro de acuerdo con la longitud de onda para la cual está diseñado. El espejo dicroico DM1 refleja sólo los rayos de color rojo contenidos en la luz blanca de la lámpara, mientras que deja pasar como filtro los rayos de color azul y verde. Como se sabe, la luz blanca está compuesta precisamente por estas tres componentes, rojo, verde y azul. El espejo M2 refleja los rayos rojos que son concentrados por el lente condensador C1 y atraviesan el panel LCD asignado al color rojo. Este panel modula el haz de luz como veremos más adelante con la señal R y el haz rojo modulado sale al exterior del proyector atravesando los espejos dicroicos DM3 y DM4 que sólo actúan como filtros para este color.

La luz blanca, sin su componente roja, atraviesa el espejo dicroico DM1 y su componente azul es reflejada por el espejo dicroico DM2 que, sin embargo, deja pasar como filtro la componente verde de la luz de la lámpara. El haz azul es concentrado por el lente condensador C2 y atraviesa el panel LCD azul donde es modulado por la señal A. El espejo dicroico DM3 refleja el haz azul que acompaña entonces en forma separada al haz rojo cuya trayectoria vimos recién y, tal como habíamos indicado, sale ya del proyector al ser filtrado por el espejo dicroico DM4.

El haz verde que fue filtrado por DM1 y DM2 llega al lente condensador C3 y al panel LCD verde, donde es modulado por la señal V. Se observa que se usa la clásica modulación R-V-A que es usada también con los tubos de imagen convencionales. El espejo M3 deflecta este haz y también el espejo dicroico D4 actúa en este color como espejo y no como filtro, lo que permite que los tres haces modulados, rojo, verde y azul, salen del proyector a través del sistema óptico que posee las siguientes características: f 4,5 a f 145 con una distancia focal de 265 mm y un zoom de 1 a 2.

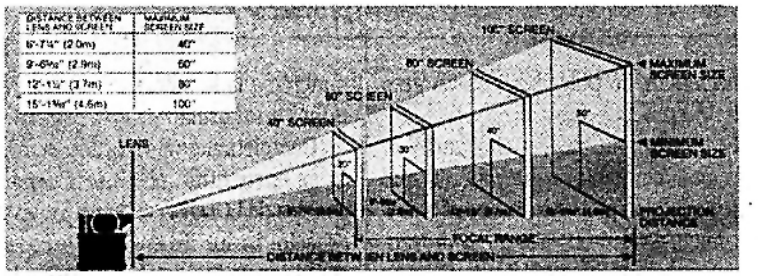
Los paneles de cristal líquido son del tipo gemelo con transistores de película delgada (TFT), tal como vemos en la figura 13. Esta combinación de transistores y cristales líquidos es normalmente transparente a la luz que impacta en el panel, pero al ser excitados los transistores por medio de la señal de video, los cristales líquidos individuales se opacan en mayor o menor medida, modulando así el haz de luz con la imagen representada por la señal de video. Cada conjunto TFT-LCD constituye un pixel y cada panel de 75 mm de diámetro posee 89.505 pixels. Entre los tres paneles, correspondientes a los tres colores primarios de TV, existe un total de 268.515 pixels. Esta cantidad de elementos de imagen permite una resolución mayor que 300 líneas. Esta cantidad de líneas permite una reproducción satisfactoria de todos los videograbadores normales que sólo poseen una resolución de 240 líneas. Desde luego, también los

programas de TV pueden ser vistos en forma normal. La imagen producida por el conjunto de paneles LCD y la lámpara especial de halógenos metálicos, posee una relación de contraste de 100 a 1. Quiere decir que el elemento de imagen de mayor intensidad es 100 veces más luminoso que el elemento de imagen de menor intensidad. Esta relación de contraste es similar a muchos televisores de visión directa y bastante superior a la mayoría de los televisores de proyección.

El tamaño de la imagen proyectada es una función de la distancia entre proyector y pantalla, pero el zoom permite una regulación de 1 a 2. Esto significa que con una distancia de 2 metros la imagen puede regularse entre 20 y 40 pulgadas (0,50 a 1 m), con una distancia de 2,90 m, la imagen es regulable entre 30 y 60 pulgadas (0,75 a 1,50 m), con una distancia de 3,70 m, la imagen varía entre 40 y 80 pulgadas (1 a 2 m) y con la distancia máxima de 4,60 m, la imagen varía entre 50 y 100 pulgadas (1,25 a 2,50 m). Todas las dimensiones de imagen se refieren a su medida en diagonal, como es la costumbre. En la figura 14 observamos este aspecto. La pantalla puede ser de un tipo especial para este fin o también simplemente una pared blanca de tamaño adecuado.

El proyector posee entradas de video, luminancia y crominancia y, por lo tanto, requiere un receptor adicional, tipo videograbador y también los amplificadores de audio y parlantes correspondientes. Este televisor de proyección, sin tubo de imagen y con una imagen máxima de 2,50 metros, no reemplazará, por ahora, a los televisores convencionales de 20 o más pulgadas, pero evidentemente es un paso importante en el desarrollo de la televisión para el hogar. ✪

14




*Tamaño de imagen en función de la distancia.*

# PROCESADORES DOLBY PARA VIDEOGRABADORES

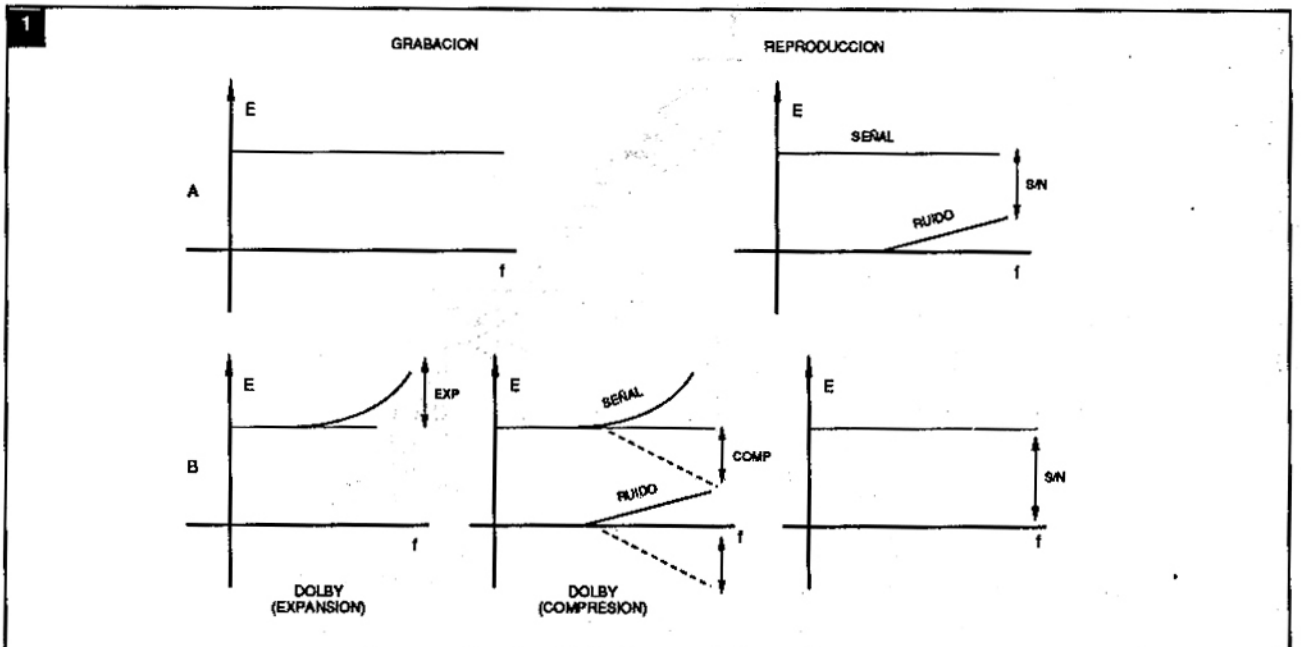
***La cantidad, cada vez mayor, de videograbadores equipados con compensadores de ruido del tipo DOLBY y de cassettes de video grabados en este sistema, obligan al técnico de video a compenetrarse de las características y pormenores técnicos de este sistema, reservado hasta ahora principalmente a los audiófilos. En el presente artículo nos ocuparemos de este tema.***

*Por Egon Strauss*

## 1) Los sistemas de reducción de ruido

Desde hace tiempo existen en los equipos dedicados a la reproducción de cassettes de audio, sistemas que permiten reducir notablemente el ruido de fondo o soplido que es tanto mayor cuanto mayor sea la fidelidad de la grabación y reproducción de las cintas magnéticas y constituye una molestia muy grande en los equipos de alta fidelidad.

Uno de los primeros y más desarrollados sistemas de reducción de ruido está basado en el proceso DOLBY y en sus diferentes variantes que se fueron aplicando a través de los años. También en las estaciones de radio de FM se hace uso de este procedimiento, lo que desde luego implica que también los receptores que reciben estas señales estén equipados para elaborar estas señales adecuadamente.




***Esquema funcional del sistema DOLBY (simplificado).***

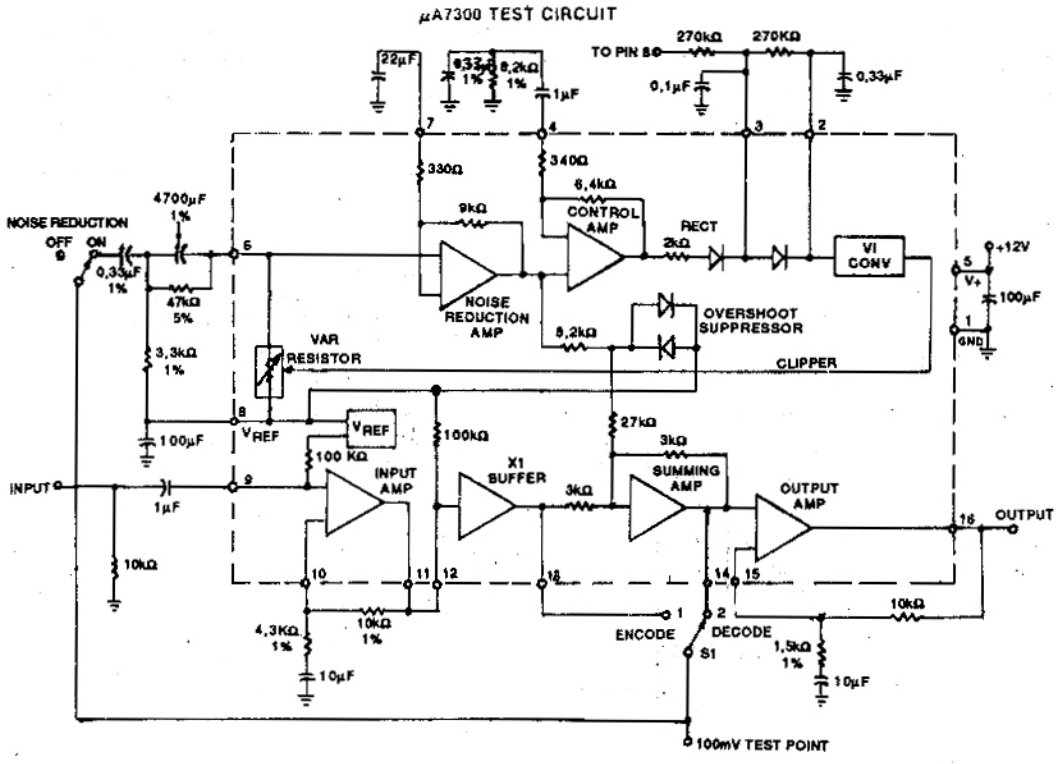
El sistema DOLBY y en sus diferentes variantes que se fueron aplicando a traves de los años. También en las estaciones de radio de FM se hace suyo de este procedimiento, lo que desde luego implica que también los receptores que reciben estas señeles estén equipados para elaborar estas señeles adecuadamente.

El sistema DOLBY fue introducido alrededor de 1967 por el Dr. Ray Dolby y es especialmente indicado para su uso en grabación y reproducción de cintas magnéticas de audio y para receptores de radio de FM. En la actualidad se conoce además del sistema DOLBY original también el DOLBY-B y el DOLBY-C que se diferencian principalmente por los valores numéricos usados en sus parámetros en cuanto a la ley de acentuación y atenuación usados en su diseño.

Además de las diferentes versiones del DOLBY, de las cuales la más popular es el DOLBY-B, existen también otros sistemas, especialmente el "dBx" y el "D.N.L." (DYNAMIC NOISE LIMITER). Todos estos sistemas poseen características importantes, pero sólo el "dBx" y el DOLBY-B han tenido una difusión amplia. El "dBx" se usa en muchos receptores de TV en los Estados Unidos, para mejorar la calidad del sonido de televisión que como se sabe es de FM y también para el mejor aprovechamiento de las señales llamadas SAP (SECOND AUDIO PROGRAM) que son transmitidos en algunos canales de TV en los Estados Unidos. Bajo el punto de vista de la videograbación, el sistema que más nos interesa, es el DOLBY-B.

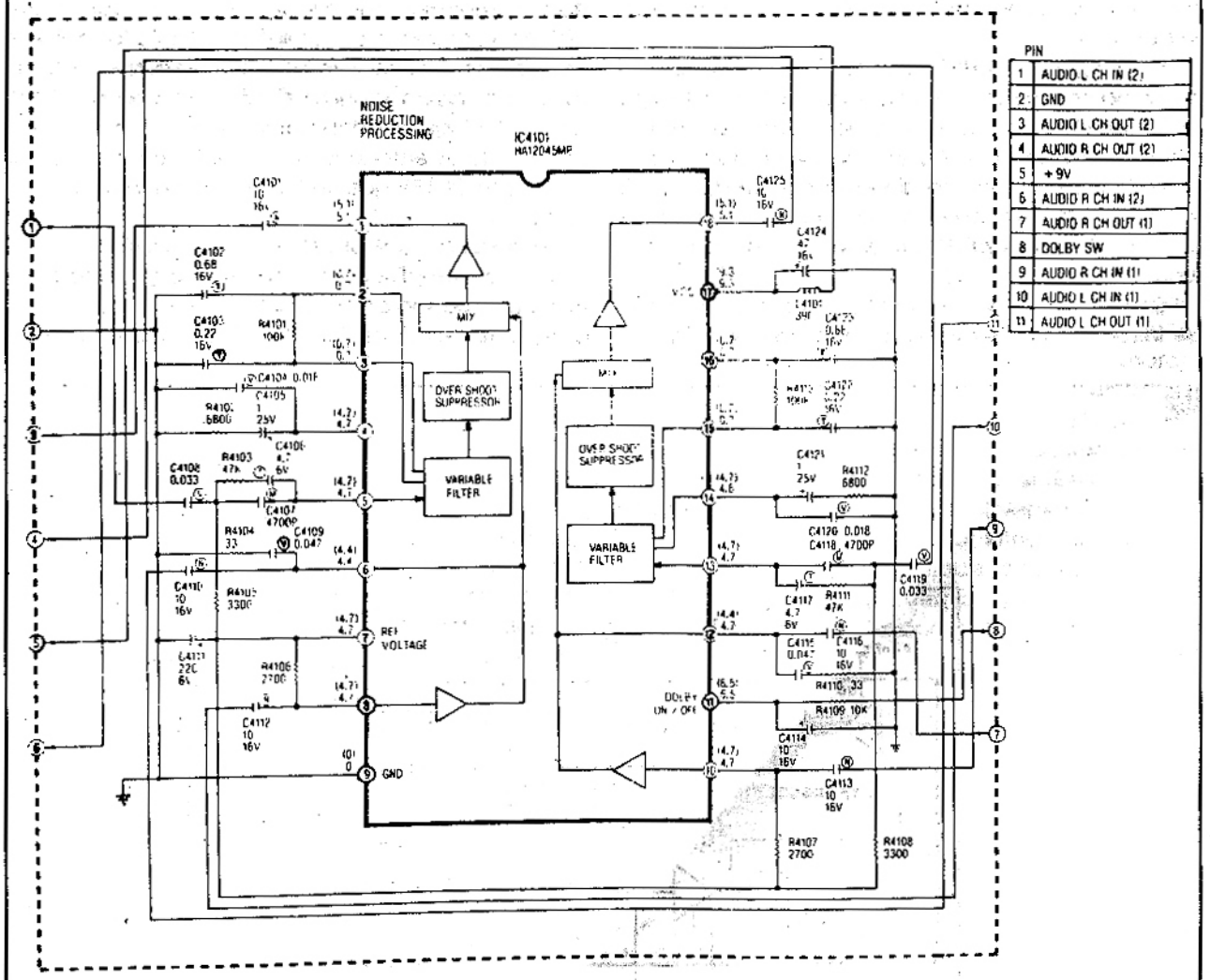
El DOLBY-B es un sistema complementario, quiere decir que, para su aprovechamiento máximo, en cuanto a características de reducción de ruido, es necesario aplicarlo tanto en la grabación como en la reproducción. Pero al mismo tiempo, se trata de un sistema compatible, quiere decir que aun cuando un videograder que no posee el sistema DOLBY, reproduce un cassette grabado con DOLBY, lo reproduce en forma aceptable y vice-versa, si un grabador provisto de DOLBY, reproduce un cassette sin DOLBY, el resultado será correcto. Desde luego, para tener realmente una mejoría en la relación señal-ruido, tanto el grabador como el cassette deben ser del tipo DOLBY. Aclaramos también que una

2




*El procesador DOLBY monoaural μA 7300.*

3




***El procesador estereofónico DOLBY HA 12045.***

gran cantidad de videocassettes, obtenibles en el mercado local son del tipo DOLBY-B, tanto para su compra, como para su alquiler en los videoclubes. Esto significa que un videograbador con DOLBY puede ser muy útil y mejora la calidad de la reproducción del sonido grabado en el videocassette.

## 2) Características del sistema DOLBY-B

El DOLBY-B parte de la premisa que los sonidos que más molestan en la reproducción sonora de cintas magnéticas, son de frecuencias altas, superiores a los 5000 Hertz, sobre todo cuando acompañan a sonidos de baja amplitud de frecuencias similares. Quiere decir, que los sonidos con una frecuencia menor a los 5000 Hertz, aproximadamente no están sujetos a ningún proceso de compensación. Por otra parte, la compensación actúa con mayor intensidad con señales débiles, ya que la relación señal-ruido sufre el mayor deterioro con señales débiles acompañados por ruidos de una frecuencia similar. El sistema DOLBY discrimina entonces entre señales de diferente amplitud y de diferente frecuencia para lograr una compensación adecuada de los ruidos y mejorar así la relación señal-ruido final. Para obtener una reproducción aceptable es necesario lograr una relación señal-ruido de por lo menos 40 a 50dB, quiere decir que el ruido debe ser

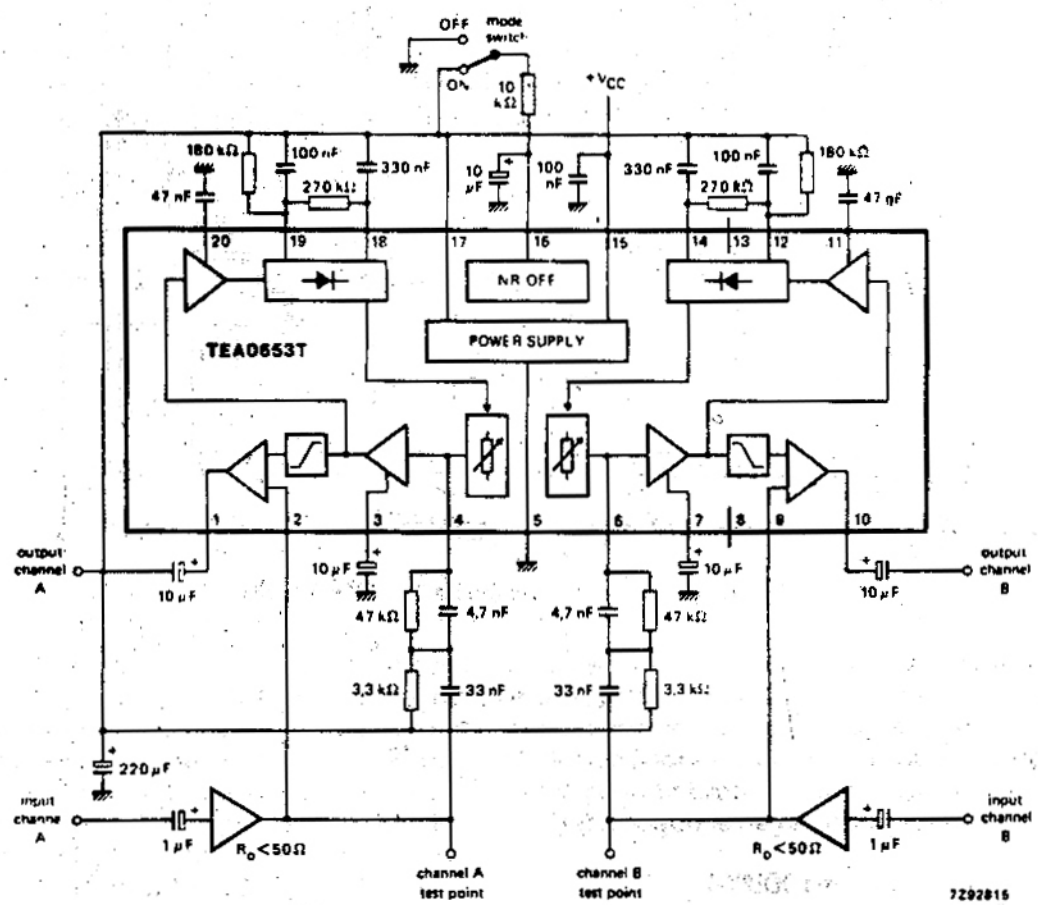
inferior en su amplitud al 1% de la amplitud de la señal. Esto normalmente no se cumple en reproducciones musicales de un gran rango dinámico, como por ejemplo una sinfonía o un concierto importante.

En la figura 1 vemos esquemáticamente cómo funciona en este sentido el sistema DOLBY. En la figura 1.A. se observa que en el proceso normal de grabación sin DOLBY la señal es plana en todo su recorrido. En la reproducción, sin embargo se agrega la componente de ruido en las frecuencias superiores a los 5000 Hertz, aproximadamente. Esto produce una relación señal-ruido (S/N) baja.

En la figura 1.B. vemos cómo en el sistema DOLBY se introduce una expansión de las frecuencias superiores a 5000 Hertz (EXP.) durante la grabación. Al reproducir esta señal con expansión se agrega en la reproducción el ruido igual que antes. Sin embargo la compresión que efectúa el procesador DOLBY reduce la amplitud de las señales, tanto las señales útiles como el ruido. Esto normaliza la amplitud de la señal expandida y anula el ruido ya que el mismo no sufrió ninguna acentuación previa. La relación señal-ruido es entonces muy superior en la señal de salida con DOLBY que sin DOLBY, como vemos en la figura 1.B.

Se observa que el procesador DOLBY requiere etapas de amplificación, control de ganancia, filtros, etc. que son costosos si se deben construir con componentes discretos. Recién la amplia difusión

4




*El procesador DOLBY TEA 0653T.*

de los circuitos integrados ha permitido diseñar y ejecutar procesadores DOLBY a un costo razonable que permite su aplicación en los equipos de audio más modestos. En la actualidad se requieren muy pocos componentes discretos alrededor de un circuito integrado DOLBY, como el µA 7300 que vemos en la figura 2. El µA 7300 es apto para grabadores de audio y de video con sonido monoaural y también para receptores de FM en las mismas condiciones. La relación señal-ruido en la codificación de DOLBY es de 65dB en este integrado y de 75dB para la descodificación. Existen integrados equivalentes al µA 7300, tales como el 905-172 y el ECG 2002.

### 3) Procesadores DOLBY específicos para videograbadores

Los videograbadores con procesadores DOLBY poseen generalmente un sonido estereofónico y por lo tanto requieren un procesador independiente en cada canal, tanto en el canal de izquierda como en el canal de derecha. Esto puede lograrse mediante circuitos integrados separados, uno en cada canal. Sin embargo, la industria se ha hecho eco de las necesidades constructivas de cada equipo y de esta manera encontramos procesadores DOLBY del tipo estereofónico que poseen los dos canales independientes dentro de la misma cápsula del circuito integrado. En la figura 3 vemos uno de estos integrados, el HA 12045MP de 18 patitas, que es equivalente e intercambiable con los EW84X0355, SK 9712 y ECG 1833. Este integrado es usado en muchos modelos de la marca Panasonic y National. Se observa que son muy pocos los componentes discretos externos al circuito integrado propiamente dicho que contiene todos los circuitos y etapas DOLBY, tanto de grabación como de reproducción, y en forma separada para los dos canales estereofónicos.

En otros modelos de videograbadores se utilizan también otros circuitos integrados, como el TA 7770N que se usa en algunos modelos de la marca Noblex. Si bien no es intercambiable con el HA 12045, cumple las mismas funciones que el mismo.

En algunos modelos de videograbadores de la marca Philips se usa otro integrado, el TEA 0653T para la misma función. En la figura 4 vemos un circuito típico de aplicación en base al integrado mencionado. También aquí se destaca la reducida cantidad de componentes externos que se necesitan para realizar un procesador DOLBY estereofónico completo. ●

# TRANSISTORES EN EQUIPOS DE AUDIO

***Se ha visto en otros artículos que para que un circuito no distorsione la señal, los transistores deben operar en clase A de modo de poder amplificar toda la información. En esta entrega se analizará cómo se elige el mejor punto de trabajo y cómo se calculan los capacitores asociados al semiconductor.***

Por Luis H. Rodríguez

Sabemos que por métodos gráficos se pueden predecir los distintos valores de IC y VCE que puede tomar un transistor polarizado cuando se le aplica una señal de entrada. Pero en el razonamiento no se ha tenido en cuenta a la carga que se le aplica al circuito a través de un capacitor. La rectoestática de carga es muy útil para analizar el funcionamiento del circuito sin que a éste se le aplique señal, es decir, donde se ubicaría el punto de reposo si hubiese un corrimiento de algún parámetro a causa de determinados factores como por ejemplo la temperatura.

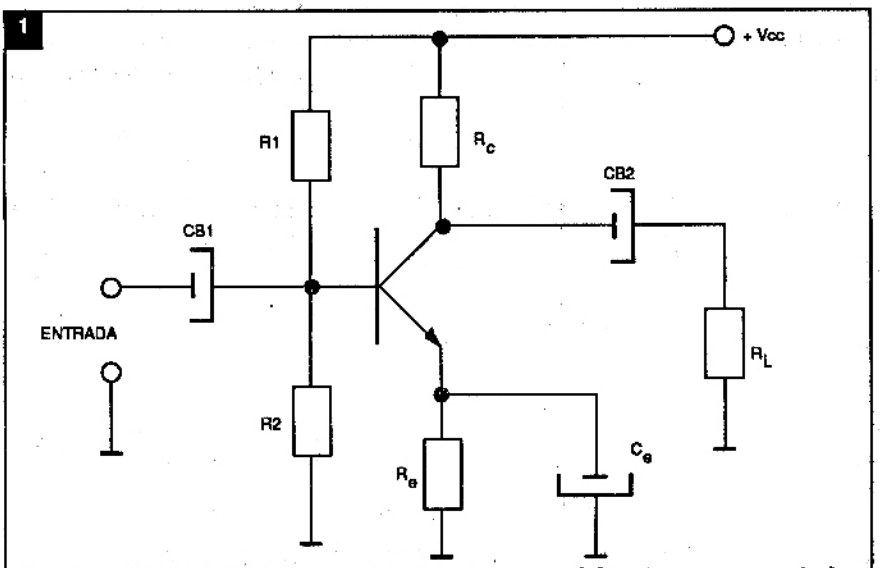
Analicemos el circuito de la figura 1

Cuando se aplica una señal de corriente alterna, CB2 es un corto circuito al igual que la fuente de alimentación (por considerarlo como un capacitor cargado de alta capacidad ) y el capacitor de desacople de emisor CE. De esta manera el emisor estará conectado a masa y $R_C$ estará en paralelo con la carga $R_L$ (figura 2).

Para analizar el comportamiento del circuito para señales alternas gráficamente es necesario construir una RECTA DINAMICA DE CARGA que contemple el paralelo entre RC y RL y ahora RE = 0 a causa de la muy baja impedancia que pasa a tener CB2.

Para trazar la Recta Dinámica de Carga se tiene en cuenta el punto de reposo del transistor ya que sin señal se ubicará sobre dicho punto. La técnica consiste en trazar una recta que pase por el punto Q con pendiente 1/Rd, siendo Rd el paralelo entre $R_C$ y $R_L$ (figura3).

$$Rd = \frac{R_C \times R_L}{R_C + R_L}$$

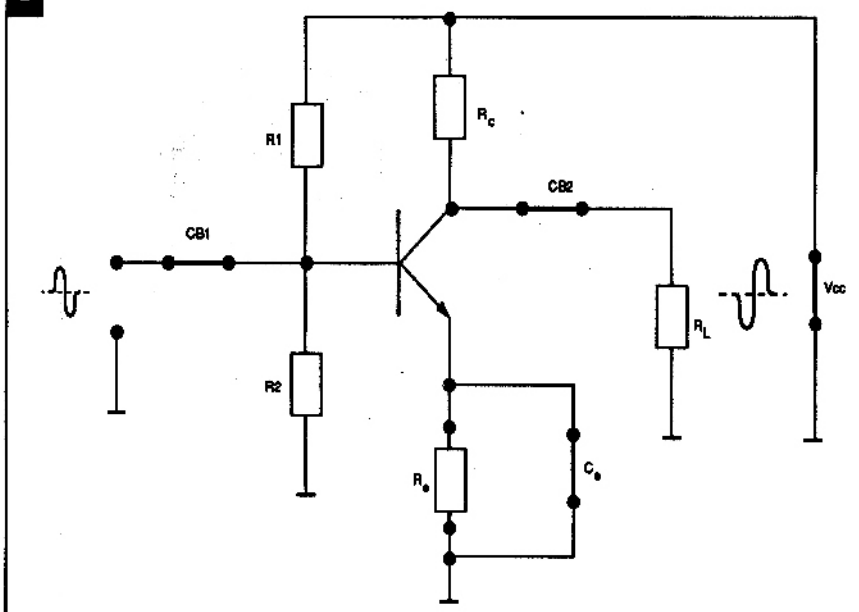



***En el análisis del circuito para la señal alterna se deben tener en cuenta los capacitores de acoplamiento.***

## Ejemplo 1

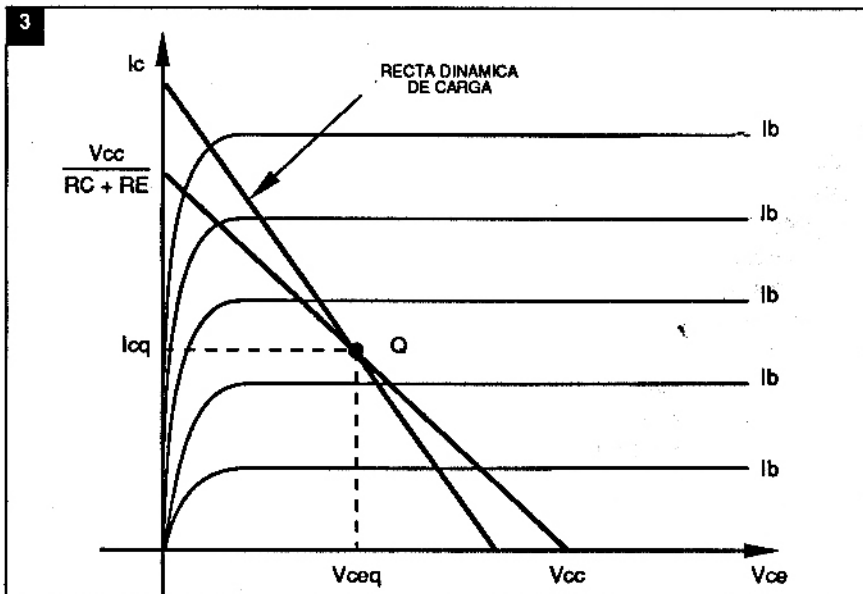
Se tiene un amplificador polarizado en configuración emisor común con divisor resistivo al que se le aplica una señal de corriente alterna que provoca una variación en la corriente de base de 10μA pico a pico. Se desea conocer cómo cambiará la corriente de colector si los datos del circuito son los dados en la figura 4.

2




*Cuando se analiza el circuito para corriente alterna, CB1, CB2 y CE son un corto circuito al igual que la fuente VCC. Luego RL queda en paralelo con RC.*

3




*La recta dinámica de carga se traza sobre la familia de curvas del transistor tal que pase por el punto Q con pendiente 1/Rd.*

Q { SI
2A238 { $\beta$=400

Para resolver este problema utilizando métodos gráficos recurrimos a los datos dados por el fabricante quienes generalmente proporcionan las familias de curvas del transistor. Este método es aplicable porque consideramos una pequeña señal de entrada (análisis para pequeñas señales de la figura 5).

Para trazar la recta estática de carga en primer lugar obtenga los puntos necesarios con los datos del circuito.

a) Cuando

$$V_{CE}=0$$

$$IC=\frac{V_{CC}}{R_C+R_L}=\frac{18V}{1k92}=9{,}5mA$$

b) Cuando $I_C=0$

$$V_{CE}=V_{CC}=18Volt$$

Con estos datos se construye la recta estática de carga sobre la familia de curvas (figura 6).

Debemos ahora trazar la recta dinámica de carga por la cual se deben conocer los valores de I y Rd.

$$I_{CQ}=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_E+\frac{R_B}{\beta}}$$

$$V_{BB}=\frac{V_{CC}\times R_2}{R_1+R_2}=\frac{18V\times 3{,}9}{47+3{,}9}=1{,}38\ volt$$

$$R_B=\frac{R_1\times R_2}{R_1+R_2}=\frac{3{,}9\times 47}{3{,}9+47}=3{,}6k\Omega$$

$$I_{CQ}=\frac{1{,}38V-0{,}7V}{120\Omega+\frac{3600}{400}}\approx 5{,}2\ mA$$

$$V_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}(R_C+R_E)=$$

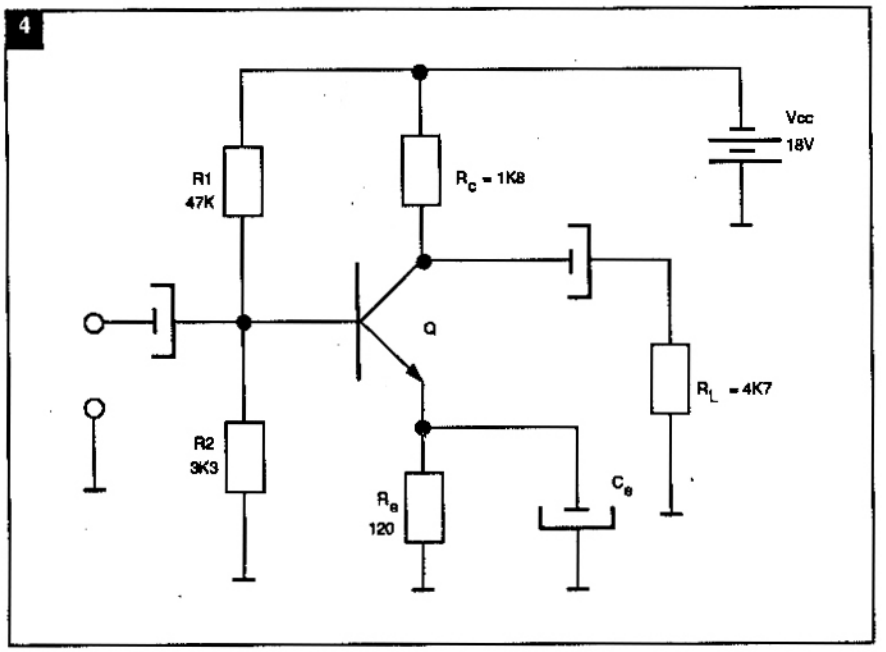
$$V_{CEQ}=18V-5{,}2\ (1800+120)\approx 7{,}5V$$

$$Rd=R_C//R_L$$

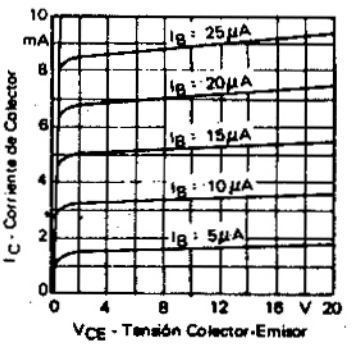
$$Rd=\frac{R_C\times R_L}{R_C+R_L}=\frac{1800\times 4700}{1800+4700}=1300\Omega$$

Con los datos calculados se puede trazar la Recta dinámica de carga (RDC) pero para quienes no son muy hábiles en matemáticas digamos que conocemos un punto de la RDC que es el punto Q, para calcular otro punto digamos que una variación de 5,2mA en la corriente de colector provocará una variación de tensión de:

4

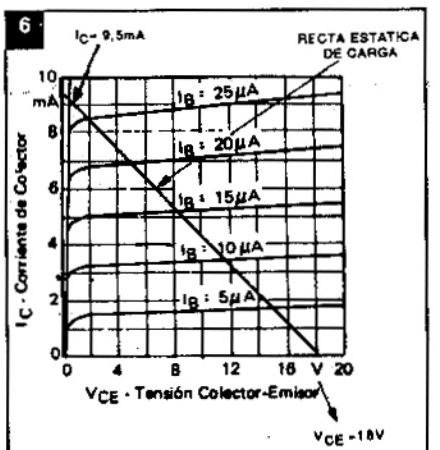



5




*Familia de Curvas de salida del transistor 2A238 en configuración emisor común.*

6




*Trazado de la Recta Estática de carga a partir de los elementos del circuito.*

$\Delta VCE = \Delta IC \times RD =$

($\Delta$ significa "variación")

$\Delta VCE = 5{,}2mA \times 1{,}3k\Omega = 6{,}8V$

Lo explicado se muestra en la figura 7

Trazada esta recta debemos obtener qué variación de IC provoca una variación de la corriente de base de 10μA. A partir del punto Q dibujamos la señal hasta cortar los puntos de IB que correspondan, luego trazando paralelas al eje horizontal hallaremos la correspondiente corriente de colector.

Del gráfico 8 se deduce que $IB_Q$= 16μA

Luego:

Dibujemos ahora esta señal sobre la familia de curvas en la figura 9.

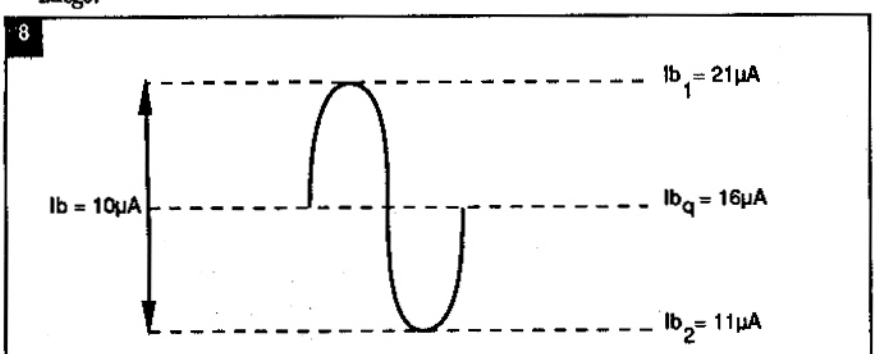
Se observa en el gráfico 9 que una corriente de base de 21μA provoca una corriente de colector del orden de los 7,2mA. Por lo tanto la corriente de colector tendrá la siguiente forma (figura 10)

Del gráfico 10 se desprende que la respuesta del transistor no es lineal ya que el pico positivo es amplificado un poquito menos que el pico negativo.

De todos modos la alinealidad no es tan grande como para que provoque una gran distorsión.

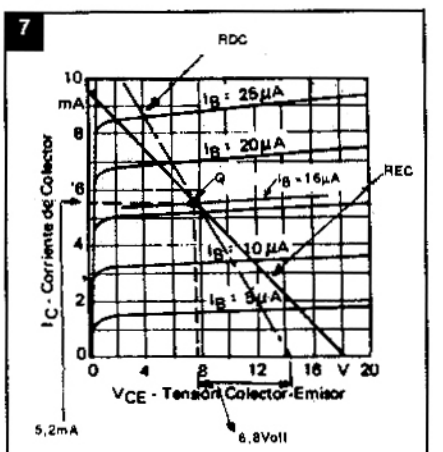
Si analiza detenidamente este ejemplo podrá comprender que el punto 9 debe ubicarse siempre en el centro de la R.E.C. pa-

8



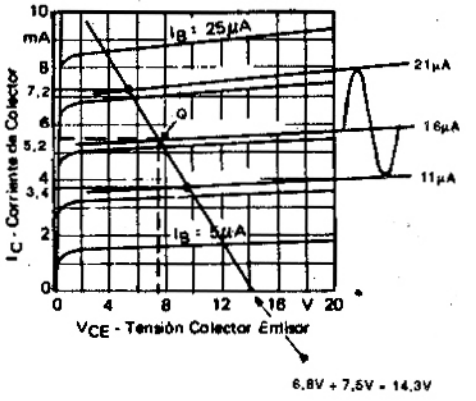

*Esta es la señal de corriente alterna aplicada a la entrada del amplificador.*

7



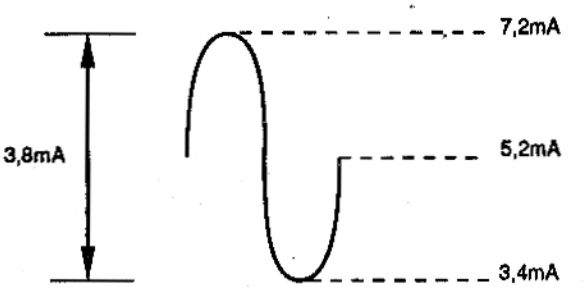

*R.E.C. y R.D.C. sobre la familia de curvas de un transistor 2A238*

9




***Método gráfico que permite conocer el valor de la corriente de colector que provoca una determinada señal de entrada.***

10




ra tener igual excursión de la señal en los semiciclos positivos y negativos.

## Cálculo de los capacitores de paso

Hemos dicho que tanto los capacitores de acoplamiento de entrada y salida como el capacitor de desacople de emisor se deben comportar como un cortocircuito para la señal de trabajo. La forma de cálculo de estos capacitores está íntimamente ligada con la impedancia del circuito "que ven estos elementos" ya que su efecto resistivo debe ser mucho menor que dicha impedancia para todas las señales que se desean amplificar.

La reactancia de un capacitor se calcula como

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}$$

De aquí se deduce que en la medida que aumenta la frecuencia de la señal tratada menor será el efecto resistivo del capacitor. Por lo tanto, el peor caso se presenta con las señales de menor frecuencia donde el capacitor puede que no se comporte como un cortocircuito.

Para calcular el valor del capacitor necesario, éste debe tener una "resistencia" 10 veces menor que el valor de la impedancia que él verá a la mínima frecuencia de trabajo del amplificador.

Por ejemplo, si la impedancia de entrada de un amplificador es de 5.000ohm, el capacitor de paso de entrada no debe presentar una reactancia superior a 500ohm para la frecuencia mínima de operación.

## Ejemplo 2

Calcular el valor del capacitor de desacople de una resistencia de emisor de 100ohm si la mínima frecuencia de operación del transistor será de 20Hz.

Sabemos que:

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}$$

$$\text{y que } XC = \frac{R_e}{LO}$$

luego:

$$\frac{R_e}{LO} = \frac{1}{e \times \pi \times f \times C}$$

despejando:

$$Ce = \frac{10}{2 \times \pi \times f \times R_e}$$

Si queremos dar el valor del capacitor en µF multiplicamos el segundo término por 106, luego:

$$C_e[\mu F] = \frac{10^7}{2 \times \pi \times f \times R}$$

Reemplazando valores:

$$C_e[\mu F] = \frac{10^7}{6{,}28 \times 20 \times 100} = \frac{10^7}{12{,}56 \times 10^2} = \frac{10.000}{12{,}56}$$

$C_e = 796\mu F$

En general el valor de $R_e$ es mayor al igual que la frecuencia mínima de operación con lo cual el valor $C_e$ disminuye bastante. Valores normales están comprendidos entre 50µF y 220µF.

Del mismo modo se pueden calcular los capacitores de paso (CB1 y CB2) obteniéndose valores normales que oscilan entre 10µF y 100µF. ✪

# BLU

## Conclusión

***En el número anterior de Saber Electrónica comenzamos a explicar cómo se efectúa una transmisión de Banda Lateral Unica creyendo que resultaría un artículo anhelado por la mayoría de los Radiooperadores por contar con este sistema. En esta entrega continuamos con el tema explicando cómo es un transmisor de BLU elemental y prestando especial atención en el modulador balanceado porque de él depende la calidad final de la transmisión.***

Por Luis H. Rodríguez

La señal de AM es bastante vulnerable al ruido impulsivo, ahora bien, el sistema de BLU también se ve perjudicado por dichas interferencias pero ahora no existe distorsión por intermodulación ya que solamente se transmite una componente debido a que se ha suprimido la portadora y una de las bandas laterales.

$$BLU_S = \frac{Am\ sen}{2}(Wm+Wp)t$$

ó

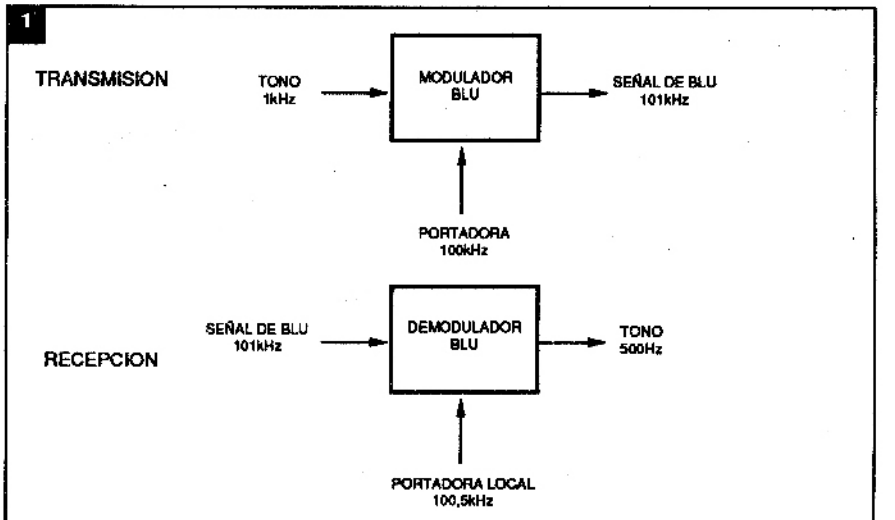
$$BLU_I = \frac{Am\ sen}{2}(Wp-Wm)t$$

### Expresión matemática de la señal de BLU

Una vez que la señal de BLU llegó al receptor, la señal se amplifica y luego se detecta en una forma ligeramente diferente que con el clásico diodo y capacitor. Para hacer la detección de la información de audio debe generarse en el receptor en forma local una portadora que permita el batido con la señal sintonizada, pero la frecuencia y fase de la señal generada localmente debe ser idéntica a la empleada en el transmisor para lograr la modulación. Si la frecuencia de la señal generada localmente por algún motivo variara, la audiofrecuencia resultante del batido estaría desplazada y no representaría verdaderamente la señal de modulación original.

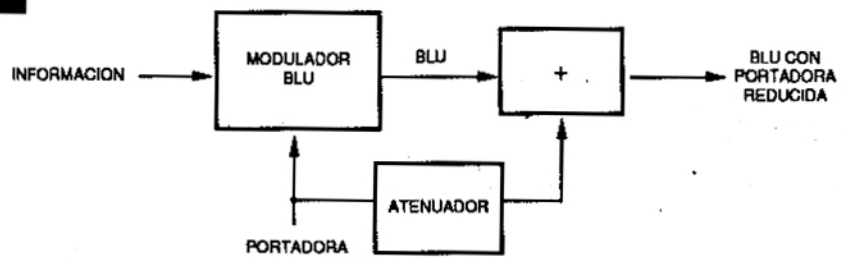
Por ejemplo si modulo un tono de 1kHz con una portadora de 100kHz y tomo para la transmisión BL superior, la señal transmitida sería de una frecuencia de 101kHz. En el receptor se debería generar localmente una señal de 100kHz para que al batirse con los 101kHz sintonizados en antena me da una resultante de 1kHz que me permita recuperar la información que se había transmitido, pero si en lugar de 100kHz por algún motivo se generaran 100,5kHz (un desplazamiento de 500Hz) ahora la señal demodulada resultaría de 500Hz (101kHz - 100,5kHz) que dista de ser el tono transmitido (fig. 1)

1



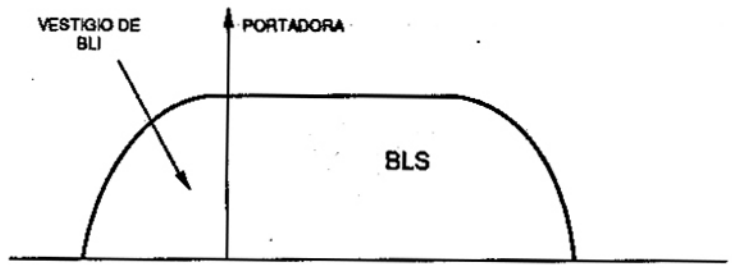

***Si hay una desviación en la frecuencia de la señal generada localmente en un receptor de BLU, la información recuperada es defectuosa.***

2



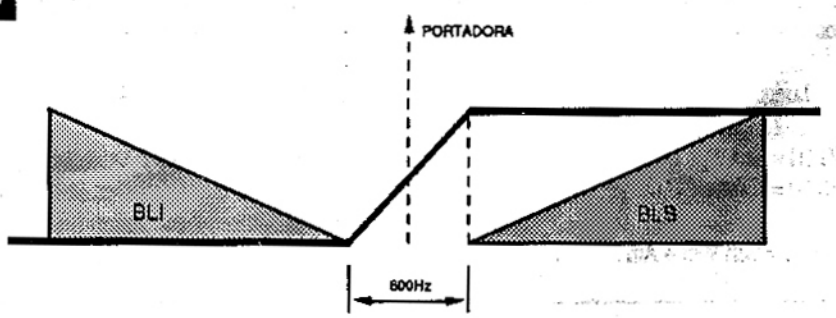

*Algunos sistemas, para lograr el enganche entre los osciladores del Transmisor y del Receptor suman a la señal de BLU una porción de la portadora.*

3




*En el sistema de Banda Lateral Vestigial se transmite una banda lateral completa, la portadora y una porción de la restante banda lateral.*

4




*Se emplean filtros para eliminar (atenuar) la banda lateral indeseada aprovechando los 600Hz de espacio vacío que hay entre bandas laterales.*

La desviación de la frecuencia de la portadora generada localmente en el receptor debe ser inferior a los 50Hz (en más o en menos) ya que un cambio superior a los 50Hz puede causar suficiente corrimiento en la frecuencia de la palabra como para hacer inteligible la información recepcionada. Por lo dicho, la estabilidad de la frecuenia del oscilador local de un receptor de BLU es uno de los requisitos más críticos del sistema.

En algunas ocasiones junto con la banda lateral se tranmite una portadora piloto (similar al BURST FLAG en sistemas de TV color) que permita el sincronismo entre tranmisor y receptor. A este sistema se lo denomina "BLU con portadora reducida" y en el receptor se separa el piloto (generalmente transmitido con 10 o 20dB de atenuación respecto del promedio de la información) antes de la demodulación, el piloto se emplea para regenerar una portadora de igual frecuencia denominada generalmente "portadora de reinserción" o portadora exaltada (figura 2).

Existen otros sistemas de BLU que transmiten en mayor nivel de portadora (6dB por debajo del nivel original) que en la actualidad casi no se usan , se denominan banda Lateral Unica Compatible porque podria recepcionarse en ocasiones por los equipos comunes de AM.

Los sistemas de Banda Lateral Unica se diseñan para transmitir señales con frecuencias superiores a los 300Hz (generalmente de 300 a 3000 ó 3400Hz) pero si se quiere transmitir una señal de menor frecuencia resulta muy difícil diseñar un sistema que atenúe totalmente la banda lateral no deseada. Para solucionar este problema, conjuntamente con la banda lateral deseada se transmite una porción de la banda lateral no deseada, así se obtiene el sistema de Banda Lateral Vestigial empleada en la transmisión de la señal de video en televisión. Normalmente, en aplicaciones prácticas, la porción o vestigio que se transite de la banda lateral indeseada es la quinta o sexta parte de la banda lateral completa. Esto se muestra en la figura 3.

## El transmisor de BLU básico

Si bien existen dos formas de generar una señal de BLU, el método clásico consiste en eliminar la portadora mediante el uso de un modulador balanceado y posteriormente, por medio de un filtro eliminar la banda lateral innecesaria aprovechando la propiedad de que entre banda y banda hay un espacio de 600Hz sin información ya que no se transmite inteligencia entre 0 y 300Hz (el ancho de banda de la información abarca de 300 a 3000Hz normalmente) como se ve en la figura 4.

De este modo un transmisor de BLU básico requiere de un amplificador de audio para adecuar el nivel de la información al modulador, un oscilador local para la generación de portadora, un modulador balanceado, un filtro que elimine una banda lateral y un amplificador lineal de radiofrecuencia para que la señal llegue a la antena con la potencia adecuada. La figura 5 muestra este diagrama en bloques.

5

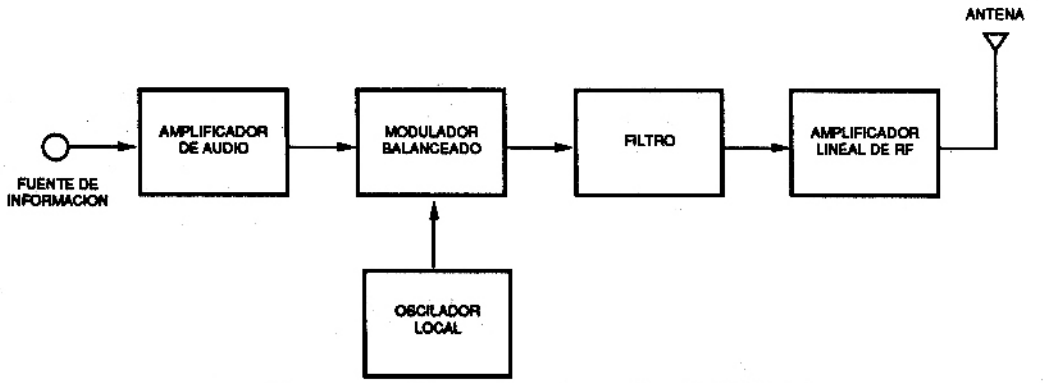



*Diagrama en bloques de un transmisor de BLU básico.*

## El Modulador Balanceado

El modulador balanceado es un circuito que recibe dos señales y entrega a la salida el "producto de dichas señales", o sea una señal de AM con portadora suprimida o de Doble Banda Lateral sin portadora.

Recordemos la expresión matemática de una señal de AM:

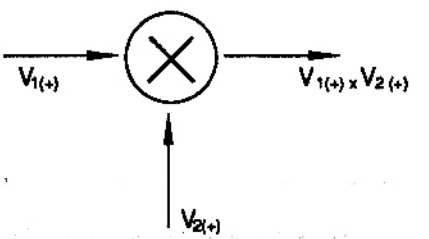
AM(t) = Ap Sen Wpt + Am Sen Wmt x Sen Wpt

donde:

Ap Sen Wpt =V1(+) ⇒ portadora
y Am Sen Wmt =V2(+) ⇒ modulante

Es sabido que la amplitud de la portadora es constante por lo cual AP es una constante que a los fines de simplificar los cálculos podemos suponerla igual a 1.

6




*Símbolo de un modulador de producto.*

Luego:

V1 (+) = Sen Wpt
V2 (+) = Am Sen Wmt

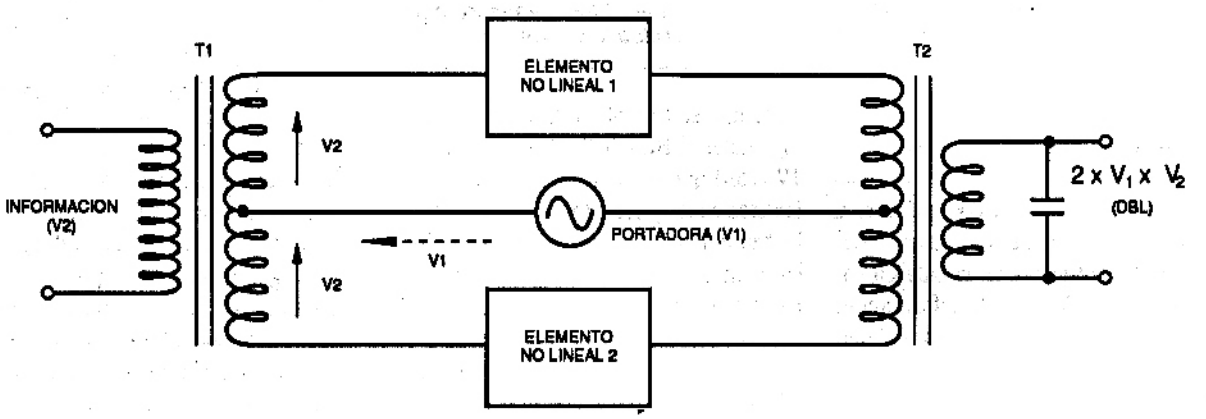
AM (+) = Sen Wpt + Am Sen Wmt x Sen Wpt

Reemplazando Sen Wpt por V1 (+) y Am Sen Wmt por V2 (+) se tiene

AM (+) = V1 (+) + V1 (+) x V2 (+)

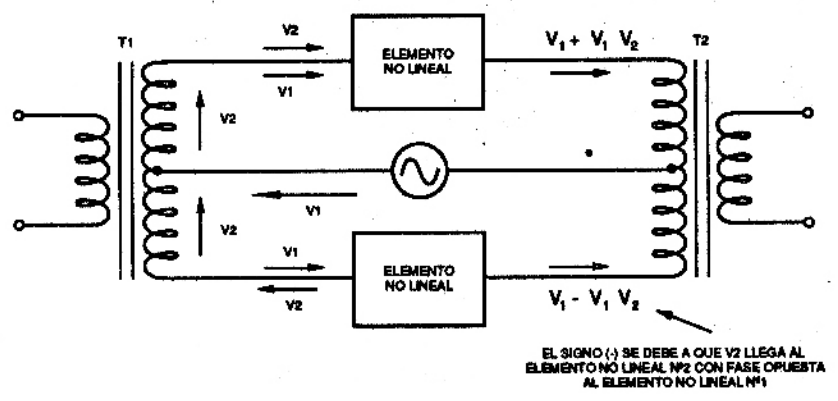
La señal de Doble Banda Lateral con portadora suprimida era aquélla en la cual desaparecía el término correspondiente a la portadora o sea, no se transmite portadora:

7



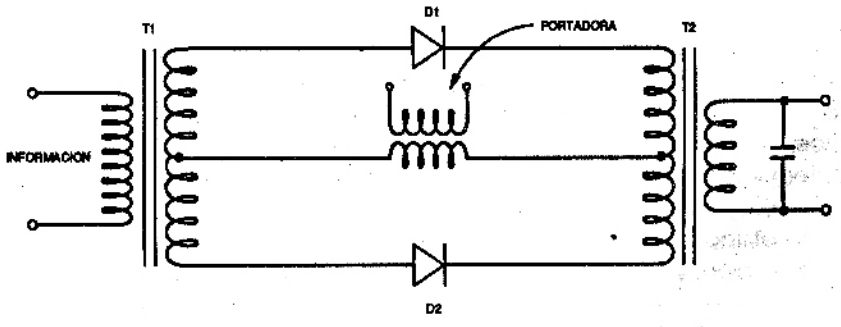

*Esquema circuital de un modulador balanceado que entrega a la salida una señal DBL.*

8




***Las salidas de los elementos no lineales son iguales pero con fases opuestas en el segundo término.***

9




***Como elementos no lineales suelen emplearse diodos apareados en los moduladores balanceados.***

DBL (+) = Am Sen Wmt x Sen Wpt

Reemplazando por V1(+) y V2 (+)

DBL (+) = V1 (+) x V2 (+)

O sea que efectivamente un modulador balanceado es aquel circuito que realiza el producto entre las dos señales que él ingresan: la información y la portadora y que representa una señal de doble banda lateral con portadora suprimida. Por tal motivo, a este de modulador se lo denomina: modulador de producto y se lo simboliza como se muestra en la figura 6.

En realidad el modulador balanceado es un caso particular de un modulador de producto y el esquema eléctrico responde a la figura 7

Para explicar el funcionamiento del circuito, digamos que en todo elemento no lineal se produce el batido de las señales que allí ingresan, de tal forma que a la salida de cada elemento se tendrán las señales de frecuencia f1, f2, f1 + f2, etc. o de otra manera se tendrá la señal de AM(+) = V1 + V1 x V2 según se vió en este mismo artículo, por tal motivo a la salida del elemento no lineal 1 y del elemento no lineal 2 se tendrá la misma información pero con diferencia de fase en uno de sus términos (figura 8).

El signo (-) se debe a que $V_2$ llega al elemento no lineal N° 2 con fase opuesta que al elemento no lineal N°1.

En el gráfico 8 se ve que a los bobinados primarios del transformador T2 las señales llegan con diferencia de fase, por lo cual en el secundario del transformador tendrá la resta de las señales aplicadas en los primarios.

Salida T2 = (V1 + V1V2) - (V1 - V1V2)

Operando matemáticamente

Salida T2 = V1 + V1V2 - V1 + V1V2

Salida T2 = 2V1V2

Se comprueba así que este circuito es un modulador de producto cuyas únicas exigencias son que los bobinados dobles de cada transformador sean iguales al igual que las características de los elementos no lineales.

Si dichos elementos no lineales no son equilibrados, o los bobinados de los transformadores no son iguales, las portadoras no se eliminarán totalmente y algo de esa señal aparecerá a la salida.

Como elementos no lineales suelen emplearse diodos integrados apareados o transistores encapsulados en un solo chip para asegurarse de la igualdad de sus características

El capacitor que aparece en la figura 9 se coloca para filtiar los posibles componentes de alta frecuencia que resultan del batido de las señales en los elementos no lineales. En artículos futuros, al estudiar los circuitos mezcladores se verá que tanto los diodos como todo otro semiconductor son elementos no lineales que provocan el batido de las señales que ellos ingresan. ✪

# CURSO BASICO DE TELEVISION

## Lección 5

***La señal captada por la antena es conducida por el cable de bajada, y finalmente llega a su televisor. ¿Qué ocurre de allí en adelante? Diversos circuitos operando de diferentes maneras procesan esta señal, permitiendo recomponer la imagen y el sonido. Cómo funcionan estos circuitos es lo que veremos ahora, comenzando por el selector de canales.***

### El selector de canales

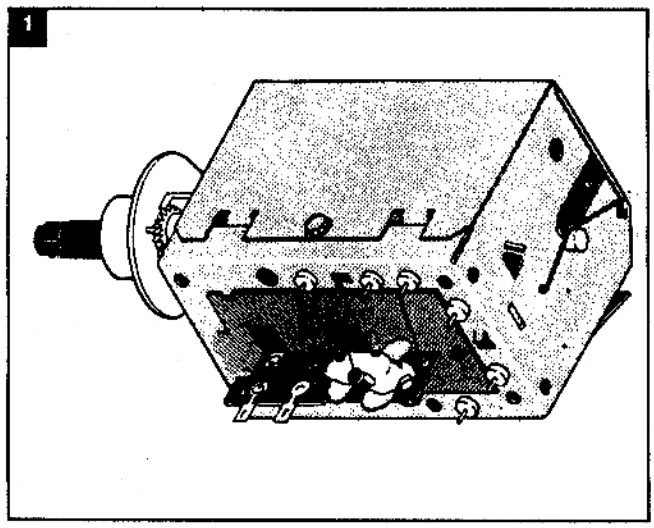
En su techo, la antena capta las señales de todas las frecuencias, correspondientes a todos los canales que operan en su localidad, y estas señales son todas llevadas al televisor por el cable de bajada.

Lo primero que se debe hacer para obtener el sonido y la imagen de un determinado canal es separarlo de los demás.

Esto es realizado por la primera etapa del televisor, que estudiaremos en esta lección, y que es el selector de canales (fig.1).

Además de hacer esta separación, el selector de canales también tiene otras funciones igualmente importantes. Una de ellas es amplificar esta señal, de modo que la misma pueda excitar mejor a las etapas siguientes del aparato y así proporcionar mejor sonido e imagen.

La otra finalidad es alterar la frecuencia de esta señal, llevándola a un valor fijo, del mismo modo como se hace en las radios superheterodinas, facilitando así la operación de las etapas siguientes.

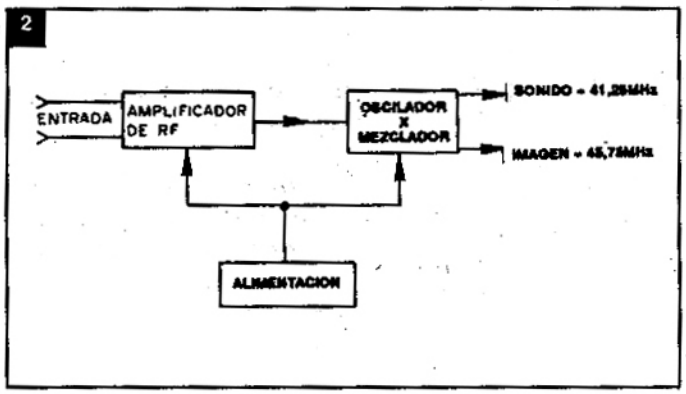



Podemos entonces representar un selector de canales para las frecuencias de VHF, correspondientes a los canales del 2 al 13 del modo indicado en la figura 2.

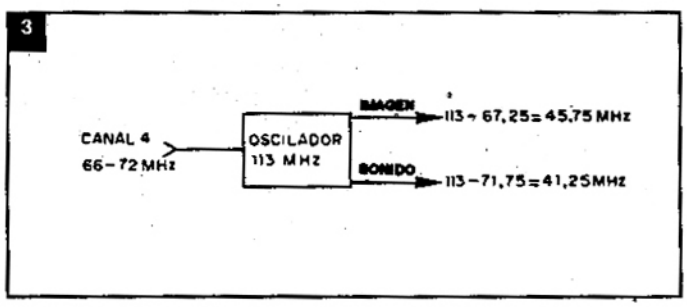
El primer bloque corresponde a la etapa mezcladora, donde encontramos el oscilador local.

La finalidad de esta etapa es producir con la señal recibida un batido que resulta en la frecuencia 45,75MHz que corresponde a la FI de video, o sea, la frecuencia intermedia de imagen que debe ser trabajada por las etapas siguientes del televisor. Como la señal de TV tiene un ancho de banda de 6MHz, este batido también resulta en una frecuencia de FI de sonido en 41,75 MHz, pues la diferencia entre 45,75 y 41,25 tiene como resultado 4,5MHz que es justamente la separación entre

2




3




la señal de audio y la señal de imagen dentro de cada canal.

En la figura 3 mostramos que, generando una única señal en el oscilador local, por ejemplo de 113 MHz cuando deseamos recibir el canal 4, obtenemos al mismo tiempo un "batido" en 45,75 y otro en 41,25 MHz que caen encima de la portadora de sonido y de imagen, para las frecuencias intermedias de los circuitos siguientes.

Vea que, en la salida del selector, en verdad existe una conexión única, estando presente la señal de FI en toda la banda de sonido e imagen, siendo que la separación final de la señal de sonido se hace más adelante con la producción de una señal separada de 4,5MHz de la señal de video (imagen).

Antes de este primer bloque analizado tenemos un amplificador de RF que ayuda a obtener mayor intensidad para las señales captadas.

En los selectores comunes la posición corresponde al canal 1, que no existe en realidad, y es dejada para que se haga la recepción de las señales de UHF. Se puede hacer esto con el empleo de un conversor externo o, en otros casos, a través de un selector adicional para esta banda, existente en el propio televisor.

El selector, por su banda de frecuencias de operación, consiste en la etapa más crítica del televisor. De hecho, este sector del aparato de TV debe operar en la banda de frecuencias que va de los 54MHz hasta 216MHz, y si se usa la banda de UHF, hasta alrededor de 800MHz.

## Cuestionario I

### Pregunta 1

¿Cuál es la frecuencia del oscilador local de un selector de canales cuando sintonizamos el canal 7?

a) 129MHz
b) 174MHz
c) 221MHz
d) 180MHz

### Respuesta

El canal 7 ocupa la banda de frecuencias que van de 174 a 180MHz. Luego, la portadora de imagen de este canal está situada 1,25MHz por encima del extremo inferior de la banda, o sea, en 175,25MHz. Como el batido para la frecuencia intermedia de video debe estar 45,75MHz por encima, basta sumar los dos valores obteniéndose 175,25 + 45,75 = 221MHz que es la frecuencia del oscilador local del selector de canales, en estas condiciones. La respuesta de la letra c es la correcta.

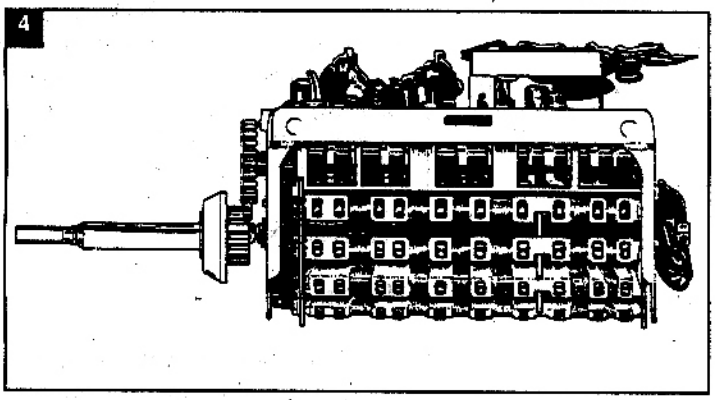
### Pregunta 2

¿Cuál es la separación entre el centro de la portadora de imagen y el centro de la portadora de sonido para el canal 9?

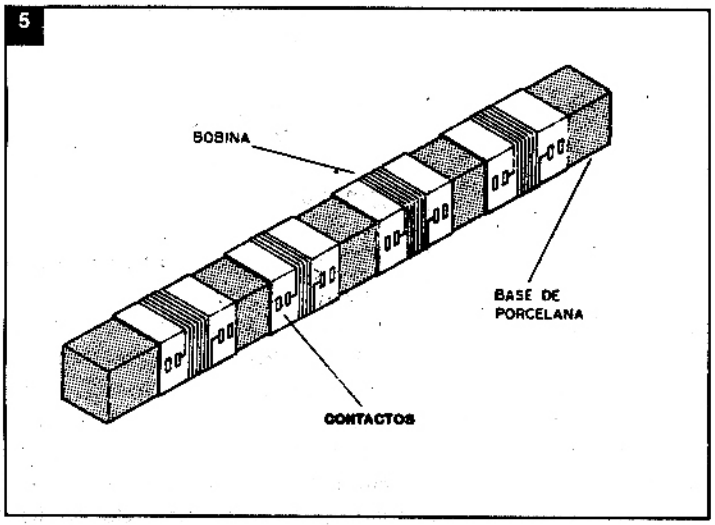
a) 6MHz
b) 4,5MHz
c) 1,25MHz
d) 41,25MHz

### Respuesta

Para todos los canales la separación entre la portadora de sonido y la portadora de imagen es siempre la misma: 4,5MHz. Así, independientemente del canal que estemos sintonizando, existe siempre 4,5MHz entre la señal de sonido y la señal de imagen, lo que nos lleva a la respuesta b para esta pregunta.



4




5

## Los tipos de selectores

El tipo más común de selector de TV es el de tambor rotativo que es ilustrado en la figura 4.

Cuando cambiamos de estación el conjunto de bobinas, tanto de las etapas amplificadoras de RF, como del oscilador local, debe ser también cambiado, lo que es una operación crítica. Debemos entonces tener conjuntos de bobinas para todos los canales de la banda de VHF.

Como la operación del selector se hace en una banda de frecuencias muy elevadas, las conexiones entre las bobinas y el circuito deben ser, además de cortas, también perfectas, sin ningún tipo de resistencia.

En el selector de tambor las bobinas son montadas en pastillas que pueden ser movidas a través de un tambor.

Según el canal que se está recibiendo, el conjunto de bobinas correspondiente es conectado al circuito a través de contactos fijos en el selector, los cuales deben ser plateados para menor resistencia y de tal modo construidos que no se aflojen con el tiempo.

Los elementos activos del circuito pueden ser válvulas o transistores, según el modelo de TV, y su alimentación a partir del circuito restante viene de puntos de conexión determinados.

En los televisores que hacen uso de válvulas tenemos entonces la conexión de los cables que alimentan los filamentos de las válvulas, la tensión +B elevada (para sus placas) y también la conexión del CAG (control automático de ganancia). La función de este circuito es reducir la ganancia de las etapas siguientes, cuando la señal captada es muy fuerte y aumentar su ganancia, cuando la señal captada es más débil, garantizando así una uniformidad en la recepción.

En los selectores transistorizados tenemos solamente la alimentación de los transistores y el CAG, ya que éstos no precisan calentamiento.

En el selector, tenemos también el cable de entrada de señal que normalmente es una línea paralela de 300 ohm y también la salida de la señal de FI para las etapas siguientes que se hace por un cable blindado.

Estos selectores, si bien robustos y económicos, presentan como principal problema el desgaste y la oxidación de los contactos.

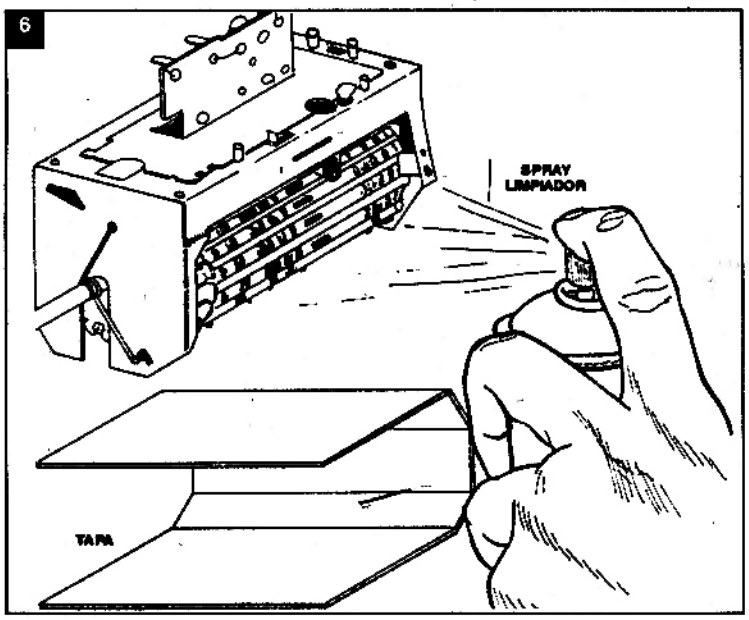
Si, con el tiempo, se nota que es preciso desplazar ligeramente el botón del selector para recibir mejor un canal, o se obtiene mejor imagen cuando lo sintonizamos girando el selector en un sentido que en el otro, es indicación que los contactos del selector no están bien.

El mejor procedimiento para la limpieza consiste en retirar la protección, que está simplemente encajada, y rociar con algún tipo de "spray" apropiado para la limpieza de contactos, que se encuentra en cualquier comercio especializado.

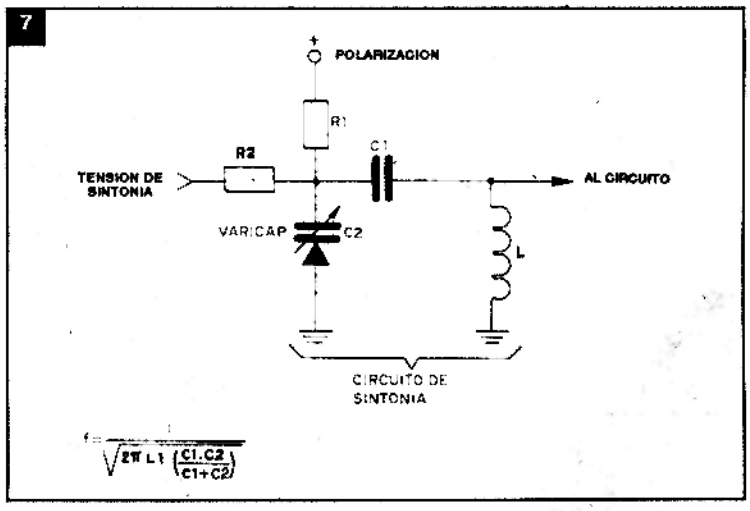
En los televisores modernos la sintonía se hace por medio de "varicaps".

Los varicaps son diodos que cambian de capacidad, como un capacitor variable, en fun-

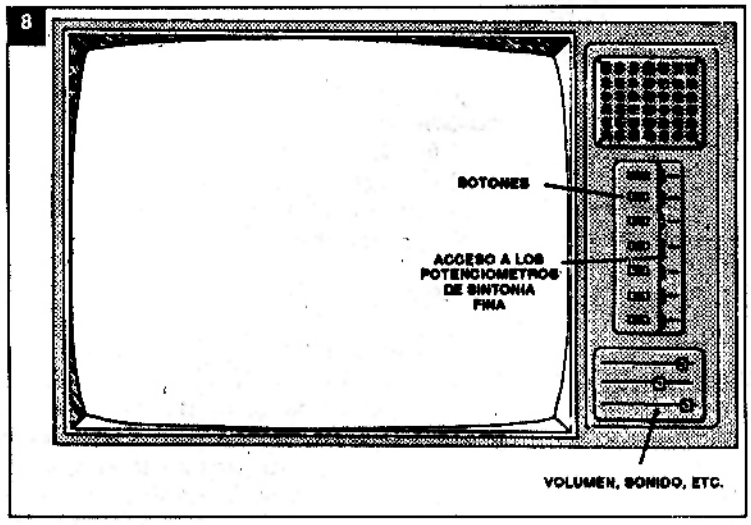
6




7




8




ción de la tensión que sea aplicada a sus electrodos, en polarización inversa.

En la figura 7 tenemos un circuito típico de un sintonizador con varicap, mostrando solamente su acción. Según la tensión que sea aplicada en la entrada, el mismo se comporta como un capacitor de valor diferente, determinando así la frecuencia de la señal que está siendo recibida.

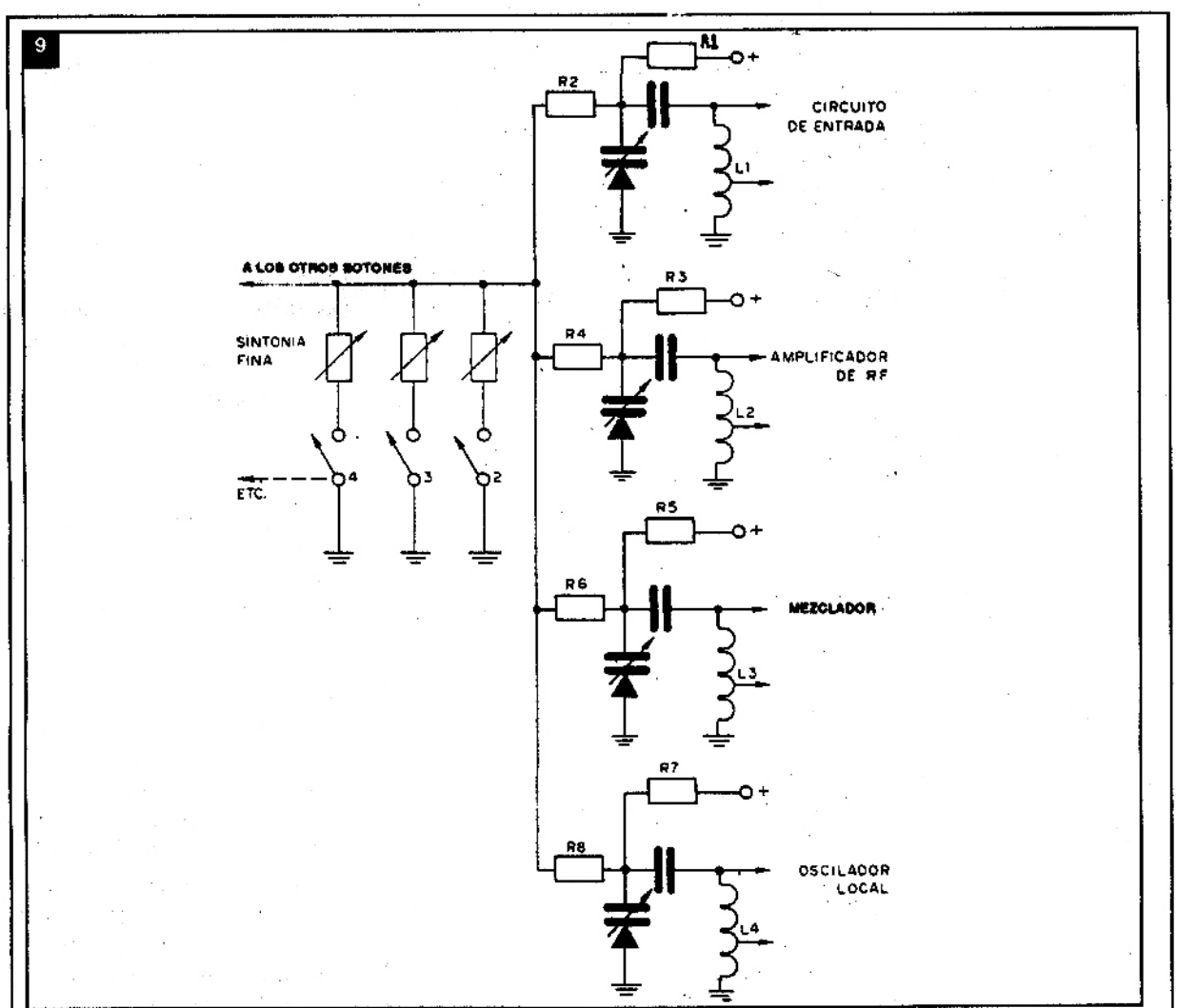
Esto nos lleva a un circuito típico de selector por botones (ó al tacto), en el que para cada canal tenemos un botón de compresión y un pequeño potenciómetro de sintonía fina, como muestra la figura 8.

En el circuito completo mostrado en la figura 9, tenemos diversos botones de compresión que colocan en el circuito potenciómetros de sintonía fina, los cuales, junto con los resistores forman divisores de tensión para los varicaps que determinan la amplificación de RF, la frecuencia del oscilador local, etc.

Cada uno de los pequeños potenciómetros es entonces ajustado para llevar los varicaps a operar de modo de recibir el canal deseado.

La gran ventaja de este sistema es la existencia de un único contacto a ser operado, para cada canal, y con una tensión continua y baja corriente, lo que elimina el problema de desgaste y las inestabilidades debidas a la suciedad. Una pequeña suciedad que provoque el aumento de la resistencia puede ser fácilmente compensada por el ajuste del potenciómetro de sintonía fina.

En los televisores más modernos todavía, no se usan siquiera las llaves, pues circuitos conmutadores integrados de gran sensibilidad, independientes de la resistencia de contacto, son accionados por el toque de los dedos, por la pequeña corriente que circula por la piel en estas condiciones.




## CUESTIONARIO II

### Pregunta 1

¿Cuál es la principal desventaja de los selectores tipo "tambor"?

a) Costo elevado.
b) Poca sensibilidad.
c) Incapacidad de captar todos los canales.
d) Desgaste de los contactos o sensibilidad a la suciedad.

### Respuesta

De hecho, los selectores más antiguos, tipo tambor, presentan sensibilidad a la suciedad que, adhiriéndose a los contactos, modifican su resistencia y con esto influyen en el funcionamiento de los circuitos, dificultando la recepción. Del mismo modo, la necesidad de excelentes contactos hace que los mismos trabajen con presiones elevadas que aceleran su desgaste y ocasionan problemas de recepción. La respuesta correcta es la de la letra d.

### Pregunta 2

¿Cuáles son los elementos básicos de los selectores por toque o por llaves de compresión?

a) Transistores de efecto de campo.
b) Varicaps.
c) Capacitores variables.
d) Bobinas móviles.

### Respuesta

Los varicaps son capacitores variables que operan con tensión, y los mismos son los elementos básicos de los modernos selectores por teclas o por toques. Los selectores que hacen uso de varicaps no presentan problemas de contactos. La respuesta correcta es por lo tanto la letra b.

## ATENCION A LOS LECTORES:

**Sr.Ing. Guillermo Daniel Cussa de Avda.Colón - CORDOBA - y Sr. Carlos Omar Medina de TERMAS DE RIO HONDO.**

Rogamos encarecidamente a estos lectores actualicen su dirección, pues le hemos remitido correspondencia que, después de varios meses de haberse despachado, el correo nos la remitió devueltas por

"Cerrado con aviso" en el primer caso y "Ausente de Termas" el segundo.

## Sr. MAURO H. MORAS BUENOS AIRES

La sección Técnica de EDITORIAL QUARK S.R.L. agradece al señor MORAS la sugerencia de un sencillo multivibrador de potencia, pero le anticipamos que no será publicado pues se trata de un circuito conocido.

## Sr. NESTOR GUIDO BRIZUELA CALETA OLIVIA (Sta.Cruz)

El amplificador-ecualizador de S.E.Nº41 puede ser conectado a cualquier fuente de señal, incluso a un radiograbador; lo ideal sería ecualizar impedancias y niveles de señal, pero, ajustando el volúmen del grabador para que el equipo no sature.

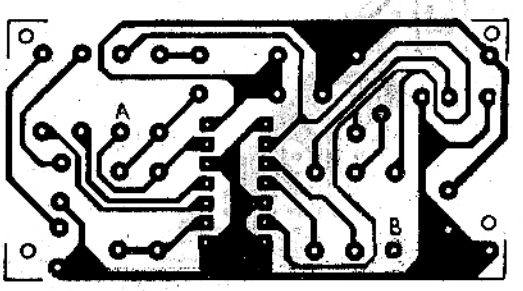
Para conectar el DATA-PRINT debe leer detenidamente el artículo, pues no es para cualquier computadora.

## Sr. MARCOS DANIEL MARTINEZ NECOCHEA (Buenos Aires)

Respecto a la autoalarma de BIP, evidentemente su transmisor y el receptor armado no están en sintonia, ya que la "potencia" del transmisor es prácticamente la que define el alcance del sistema. El receptor podrá tener mayor o menos sensibilidad, pero por menor que sea la sensibilidad, si el transmisor es potente deberá tener un alcance bastante superior al metro. Coloque un BF494B e intente variar su polarización en el circuito del potente receptor de bajo consumo; puede emplear un TBA820 con o sin letra, sólo deberá verificar el encapsulado, ya que hay en pastillas de 16 patas y de 14 patas. Según el que consiga, consulte al vendedor el conexionado de las patitas del integrado.

## FE DE ERRATAS:

En el circuito impreso del BARGRAPH ECONOMICO (Pág.26 de S.E.Nº43) se deslizó un error en la plaqueta de circuito impreso respecto a la conexión del CI 1, R3 y P2; con la misma ubicación de los componentes, aquí va el impreso corregido, teniendo en cuenta que deberá realizarse un puente externo entre A y B.




## Sr. CONRADO GIOVANELLI GRAL.PACHECO (Bs.As.)

Para conseguir el varicap BB109, sus características y/o reemplazos puede dirigirse a RADIO ONCE, Misiones 52 - ELMO, Belgrano 1661 - ELECTROCOMPONENTES, Alsina 1971 - CIA.DE SEMICONDUCTORES, Paraná 753 ; todas en CAPITAL FEDERAL. En la última mencionada podrán brindarle además de las características, sugerencias de uso y/o reemplazos.

## Sr.FERNANDO G. MAGUNA BUENOS AIRES

Me extraña que el programa para la instalación del POWER-FACE de S.E.Nº34 no corra en su máquina; de todos modos, el consejo es que busque en el manual de la computadora que posee, cuál es el campo de la instrucción DIM para poder dimensionar las variables (luego de asignarlas con LET); cualquier otro problema le sugiero que recurra a algún programador que conozca la computadora que usted posee.

## Sr. ALEJANDRO PEREZ BUENOS AIRES

Si al accionar potenciómetros en un equipo se producen ruidos molestos, casi con seguridad el problema radica en suciedad en los potenciómetros; con un buen limpia contactos podrá solucionar el defecto.

Respecto a su otra pregunta, en S.E.Nº14 se publicó un ecualizador gráfico, no paramétrico y lo que usted cree no actuación de una determinada frecuencia, puede ser una característica del equipo. Se deben poder controlar bien el campo de las frecuencias medias (presencia) en un rango bien amplio.

## Sr.OMAR D. MARTIN CENTENO (Sta.Fe)

Por este medio le damos a conocer algunas direcciones que se dedican a comercializar equipos y sistemas de comunicaciones:

ALTECO S.A., Avda.Alvarez Thomas 8 - Tel.774-1492; MAURO COMUNICACIONES, Reconquista 611 - Tel.311-5943; MOTOROLA SICOM, Brasil 731 - Tel.361-8008; ALTERTEL S.R.L., Pavón 2183 - Tel.943-1100; MELLER COMUNICACIO-

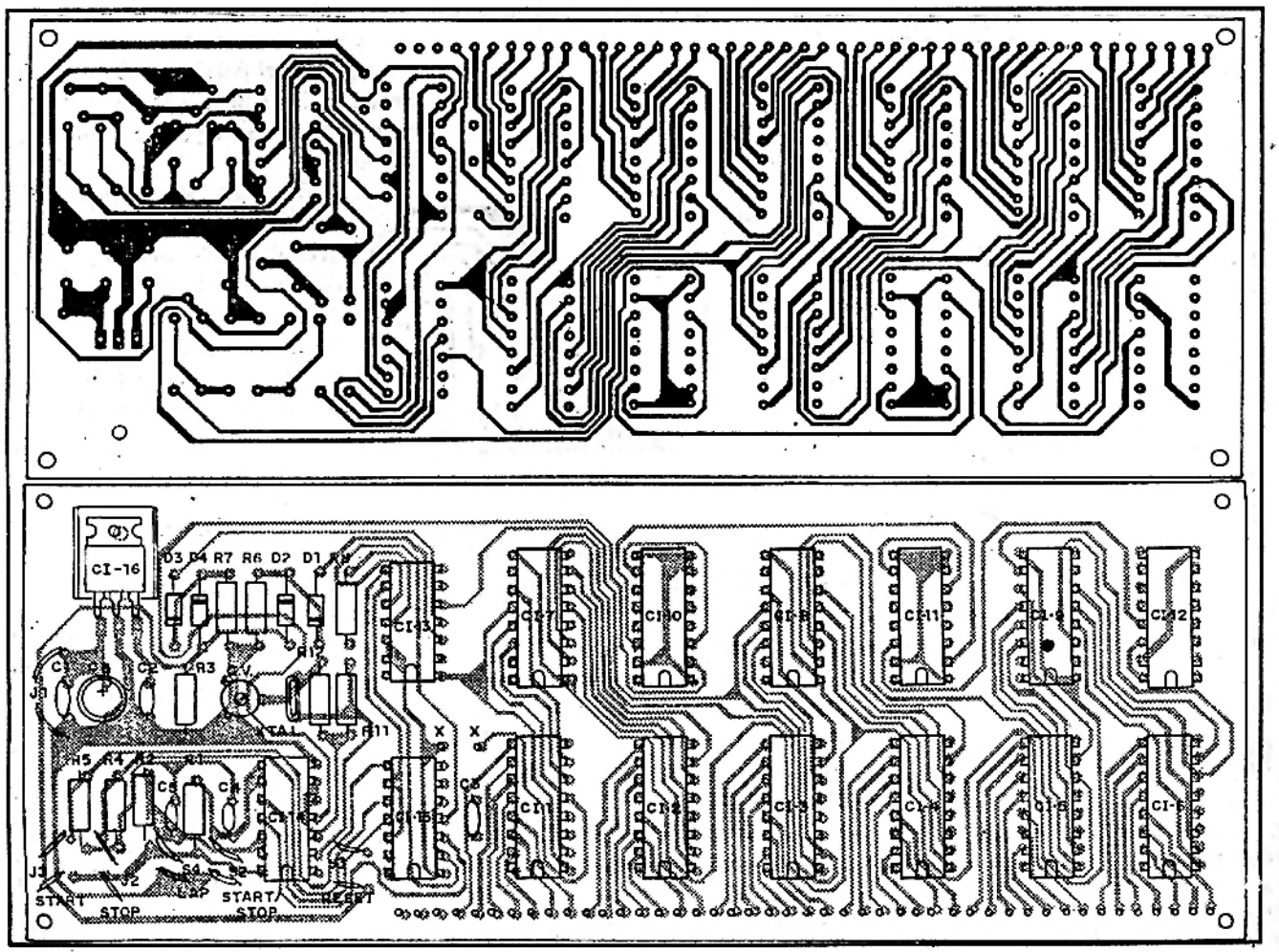
NES, Ecuador 933 - Tel.961-0237; todos son de la CAPITAL FEDERAL.

## Sr. MARCELO A. SPERANDEO ITUZAINGO (Buenos Aires)

Lamentablemente no podemos acceder de inmediato a su pedido sobre un coche solar (proyectos), ya que tratamos de cerrar los números de S.E. con la debida anticipación; además son muchas las secciones que usted solicita, desde energía eólica hasta energía solar, antenas satelitales, baterías solares, proyectos con placas solares, etc. Quisiera informarle que muchos de estos temas (por no decir todos) los hemos abordado, quizá no con la profundidad que usted requiere; de ser así, le rogamos nos especifique qué es lo que realmente necesita y trataremos de satisfacer su solicitud. Por lo demás, le recomiendo que heche un vistazo a los índices de S.E. Nros.12, 25 y 36 y relea los de los Nros.37 al 44, donde tal vez haya algo referente a lo que le interesa.

## Sr. GUILLERMO FORNI BUENOS AIRES

Sinceramente no sé si debo o nó agradecerle los conceptos vertidos en su carta, ya que me da la sensación que se dice y contradice. Por un lado habló de la necesidad de hacer artículos de fácil entendimiento y por otro lado critica el artículo "Medición de Potencias en Motores Trifásicos" de S.A.Nº35. Pese a que mi área es la Electrónica (Ingeniero de 30 años) y a estar de acuerdo en lo que usted dice, hilando fino, tampoco es correcto que la potencia reactiva de un motor permanezca constante con la carga, ya que por más que no pueda fundamentarlo teóricamente, usted se olvida del "factor de pérdidas" que aumenta con la carga (calentamiento, saturación, etc.).

Ahora bien, como el autor del artículo no ha querido hacer un tratado de Electricidad, sólo se dan las pautas para que un aficionado pueda comprender el tema. Creo que ése es el fin perseguido. ✪

*Estimados lectores para subsanar un defecto de impresión ajeno a nuestra voluntad, producido en SABER ELECTRONICA Nº 42 pág. 36 es que reproducimos nuevamente la figura 5b del artículo Cronómetro digital para su mejor comprensión.*